12 F
N° 1678
MARS 82
LVII[e] ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337 1883

HI-FI.AUDIO.VIDEO.ELECTRONIQUE.ARGUS.CB.



DOSSIER DU MOIS

LA HI-FI

BASSES FREQUENCES
- Réalisez un amplificateur Hi-Fi 2 x 80 W

VIDÉO
- L'ensemble vidéo portable Pathé Marconi

RADIO-COMMANDE
- Réalisez un nouveau récepteur de radio-commande le RX9

SONO
- Le micro-émetteur SENNHEISER SK 1012 et le récepteur 1003

MICRO INFORMATIQUE
- Réalisez votre ordinateur (suite)

BELGIQUE : 97 F.B. • ITALIE : 4000 LIRES • CANADA : 2,25 $ • SUISSE : 6 F.S. • TUNISIE : 1,38 DIN • ESPAGNE : 275 PTAS

LAG
suite page 6

la qualité SIEMENS
les prix LAG
un relai inconcurrençable

Réf. X001 - 4V à 10V c.c. Bob 58 Ohms 6 R/T 1 Amp. Dim. 34 x 34 x 18 mm
Réf. X004 - 27V à 75V c.c. Bob 3,2 K Ohms 6 R/T 1 Amp. Dim. 34 x 34 x 18 mm.
Réf. X 196 - 5,5V à 14V c.c. Bob 110 Ohms 4 R/T 1 Amp. Dim. 34 x 29 x 18 mm.
Prix l'unité **16 F** port 9 F

• par boîte de **20** pièces
9,50 F l'unité
soit **190 F** les 20
port 16 F

• par **100** (5 boîtes de 20) panachable par carton de 20
5,90 F l'unité
soit **590 F** les 100
port 30 F

• **par 1000** nous consulter

la qualité CLARE
les prix LAG

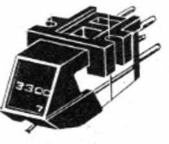


MRTC 1 A 001 4,5V à 8V 1 R/T. Dim. 3 x 0,9 x 0,6. Prix : l'unité **9 F** port 8 F
• par 20 **4,50 F** l'unité soit **90 F** les 20 port 13 F
• par 100 **2,90 F** l'unité soit **290 F** les 100 port 22 F
• **par 1000** nous consulter

Compteur à impulsions à affichage numérique 5 chiffres
Prix **29 F** port 10 F
Compteur à affichage numérique 3 chiffres remise à zéro par poussoir
Prix **19 F** port 10 F

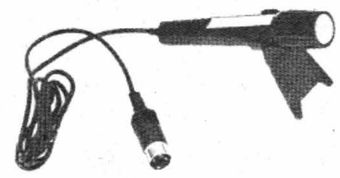


Cellule SEIKI stéréo



made in Japan, **VF 3300** magnétique à flux variable pointe diamant - se monte sur toute platine - courbe de réponse de 10 à 28 000 Hz. Valeur 180 F, prix **79 F** port 10 F
• par 5 : **290 F** port 20 F - par quantité, nous consulter.

microphone dynamique



pour mini K7 - équipé d'une fiche Din 3 broches ou 1 fiche jack 3,5 ou 2,5 **à préciser.** livré avec 1 support de table
• **modèle sans inter** Réf. MD 10
Prix **15 F** pièce, port 9 F
par 10 : prix **99 F** port 25 F

2 fiches Din 3 broches et 5 broches ou 2 fiches Jack 2,5 ou 3,5 **à préciser.**

• **modèle avec inter** Réf. MD 20
Prix **18 F** pièce, port 9 F
par 10 : prix **120 F** port 25 F

Câble souple 12/10e, 24 brins
Isolement polyuréthane 8 couleurs différentes : gris, bleu, beige, vert, marron, rouge, jaune, violet.
• 8 couronnes de 25 m soit 200 m 8 couleurs différentes.
Prix **30 F** les 200 m, port 26 F
• 8 couronnes de 100 m soit 800 m 8 couleurs différentes.
Prix **79 F** les 800 m, port 56 F
par kilomètre, nous consulter
Demandez la liste détaillée avec échantillons de tous nos câbles à des prix exceptionnels contre 2,50 F en timbres.

LE HAUT-PARLEUR

ADMINISTRATION – REDACTION

Fondateur : **J.-G. POINCIGNON**
Directeur de la publication : **A. LAMER**
Directeur : **H. FIGHIERA**
Rédacteur en chef : **A. JOLY**

SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 120 000 F

LE HAUT-PARLEUR
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 200-33-05
Télex : PGV 230472 F

La Rédaction du Haut-Parleur décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

ABONNEMENTS

	FRANCE	ETRANGER
HAUT-PARLEUR 1 AN	115,00 F	205,00 F
Abonnements groupés :		
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE + SONO 1 AN	240,00 F	430,00 F
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE 1 AN	160,00 F	300,00 F
HAUT-PARLEUR + SONO 1 AN	170,00 F	310,00 F

BULLETIN D'ABONNEMENT : PAGE 66

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droits ou ayants-cause, est illicite » (alinéa premier de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

PUBLICITE :
SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
70, rue Compans - 75019 PARIS
Tél. : 200-33-05
C.C.P. PARIS 379360

Commission Paritaire **N° 56 701**



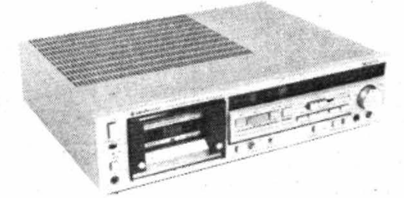
Distribué par « Transport Presse »

© 1982 – Société des Publications radioélectriques et scientifiques

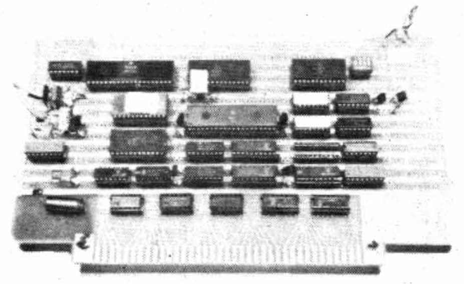
Dépôt légal Mars 1982
N° EDITEUR : 660

SOMMAIRE

LE DOSSIER DU MOIS : LA HIFI



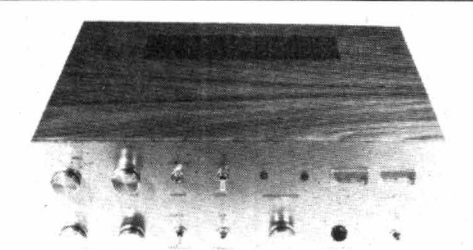
MICRO-INFORMATIQUE



RADIO - TV - VIDEO

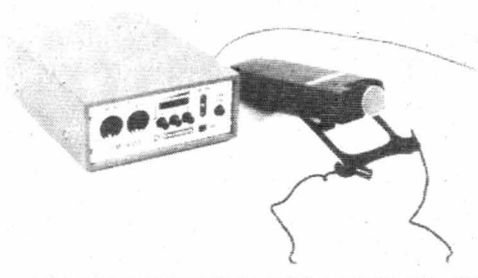
RADIOCOMMANDE

REALISATIONS



ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

SONORISATION



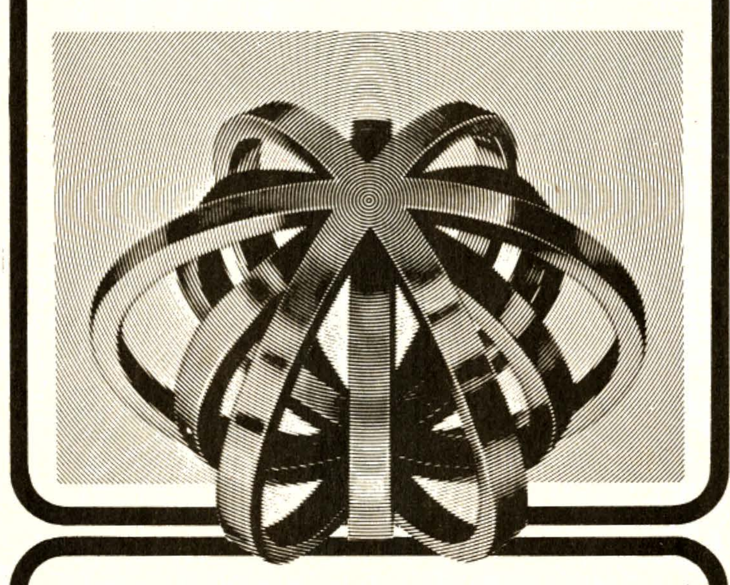
EMISSION - RECEPTION

DIVERS

salon international des
composants électroniques 82
PARIS
PORTE DE VERSAILLES
1-7 avril
excepté dimanche 4

composants
mesure
équipements

invitation sur demande
S.D.S.A. 20, rue Hamelin - F 75116 Paris
☎ 505.13.17 - Tx 630.400 F



29 mars-1er avril : colloque international sur les nouvelles orientations des composants passifs.

- Matériaux organiques et minéraux.
- Technologie d'élaboration des composants.
- Mise en œuvre des composants passifs.

Lundi 5 avril : tables rondes internationales sur les aspects économiques des nouvelles orientations des circuits intégrés.

Secrétariat des colloques : 11, rue Hamelin
75783 Paris Cedex 16 - ☎ (1) 505 14 27

INDUSTRIE SERVICE

Bloc-notes

Séminaires RCA

Pendant les prochains mois la division semi-conducteur de RCA présentera une série de séminaires et cours pratiques dans les principales villes d'Europe.

Les séminaires, d'une durée d'un jour, sont structurés pour donner aux ingénieurs de développement une vue d'ensemble des composants microprocesseurs de la famille 1 800 et des microboards (carte microprocesseur). En outre, des spécialistes de la société présenteront les langages et systèmes RCA. De plus, une démonstration ou un essai pratique sera possible. Le prix du séminaire est fixé à 10 $.

Une formation complète est donnée par des cours pratiques de 5 jours. Ces cours permettront aux ingénieurs de développement d'élaborer des systèmes microprocesseurs pour toute application, employant la série CDP 1800. Le programme est centré sur les langages et techniques de programmation. Il comporte une variété d'exercices pratiques en laboratoire.

Le prix de 950 $ comprend un système de développement complet fourni à chaque participant. Ce système travaille en langage évolué BASIC, comporte un éditeur/assembleur et deux enregistreurs à cassettes. Le système de développement vaut à lui seul 725 $. Les déjeuners sont inclus dans le prix, mais pas la chambre d'hôtel.

Le calendrier se présente comme suit :

Séminaires d'une journée
21 avril 1982 – Paris.
23 avril 1982 – Lyon.
27 avril 1982 – Londres, Munich.
29 avril 1982 – Bruxelles, Zurich.

Cours pratiques de 5 jours
24-28 mai 1982 – Bruxelles.
7-11 juin 1982 – Munich.
14-18 juin 1982 – Paris.
21-25 juin 1982 – Londres.

Pour plus de renseignements : Ghislaine Bovy, RCA – Tél. : Brussels 02/720.89.80, ou Mike Parry, Communication Systems. Tél. : Brussels 02/217.63.67.

Enceintes acoustiques



La possibilité de ne brancher qu'un ou deux casques sur le lecteur de cassettes stéréo limite son utilisation. C'est pourquoi Hanimex a eu l'idée de lui adjoindre un système d'enceintes stéréo, les HSP 410 Hanimex.

Ces mini-enceintes, conçues spécialement pour les appareils types « Walkman » fonctionnent sur piles ou secteur avec un adaptateur et peuvent même s'assembler et se transporter facilement avec une dragonne.

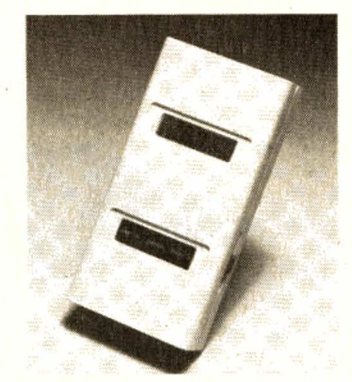
De plus, leurs utilisations sont multiples puisqu'elles se branchent sur n'importe quel récepteur radio ou radio-cassette équipé d'une prise d'écoute.

Voilà donc une façon peu onéreuse de transformer un lecteur de cassette stéréo en mini-chaîne.

Caractéristiques techniques
– Haut-parleur : 10 cm de diamètre.
– Impédance nominale : 40 Ω
– Puissance de sortie : 2 watts musicaux.
– Distorsion : 10 %.
– Alimentation : 4 piles 1,5 V ou adaptateur secteur.
– Dimensions d'une enceinte : 65 (l) × 125 (L) × 140 (h) mm.

Bloc-notes

Chauffage à la carte : le « TYBOX » thermostat électronique à 5 programmes



Le « TYBOX » : cette pendulette numérique est un thermostat électronique. Substitué à un thermostat classique, il permet de choisir entre 5 programmes de chauffage préétablis et de réaliser ainsi d'importantes économies :

Programme A : économie permanente

Chauffage minimum pour une absence de plusieurs jours. 30 % d'économie.

Programme B : confort permanent

Température homogène jour et nuit, économie due uniquement à la précision de la régulation. 5 % d'économie.

Programme C : température plus basse pendant la nuit

Pour une maison habitée toute la journée. 10 % d'économie.

Programme D : température abaissée jour et nuit

Sauf petit déjeuner et dîner – pour une maison non habitée dans la journée. 25 % d'économie.

Programme E : température abaissée jour et nuit

Sauf petit déjeuner, déjeuner et dîner – pour une maison habitée simplement la nuit et pendant les repas. 20 % d'économie.

Le TYBOX se substitue instantanément à tout ancien thermostat.

Un simple bouton permet de choisir entre les 5 programmes.

Le TYBOX pilote automatiquement votre chauffage aux heures et température programmées avec la précision de l'électronique (0,5 °C).

Son alimentation est économique : 3 piles de 1,5 V assurent un fonctionnement parfait pendant plus d'un an.

Adapté à tous les modes de chauffage : électrique, gaz, mazout, charbon, bois,...

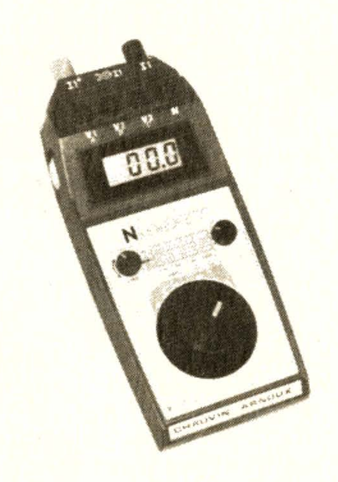
Pour tout renseignement : Delta – Dore, 11, rue Roger Bacon, 75017 Paris. Tél. : (1) 574.22.36.

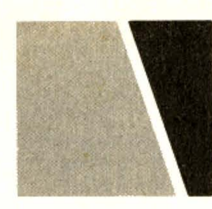
Le nouveau wattmètre numérique Nuwatt Chauvin Arnoux

Ce nouveau wattmètre numérique, le Nuwatt, est un appareil, portatif, peu encombrant, destiné à effectuer des mesures de puissances en mono et triphasé de 100 mW à 2 kW en direct et, à l'aide de transformateur-pince, jusqu'à 2 000 kW.

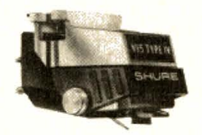
Le domaine d'utilisation en tension est de 10 à 440 V efficaces en monophasé et de 20 à 700 V efficaces en triphasé sur entrée unique sans commutation. Les calibres intensité sont : 0,5 et 5 A. Utilisation sur tous réseaux alternatifs de 50 à 400 Hz.

Robuste, compact, simple d'emploi et d'une grande maniabilité, cet appareil est parfaitement adapté aux utilisations les plus diverses : laboratoires, chantiers, enseignement... Alimenté par une pile de 9 V, il est de plus équipé d'une sortie analogique.

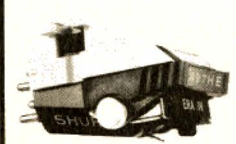




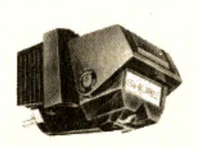
Cellules Shure: "redécouvrez vos disques."



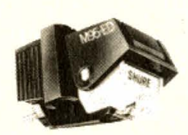
Cellule Shure V 15 Type IV



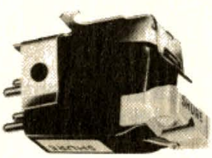
Cellule Shure M 97 HE



Cellule Shure M 95 HE



Cellule Shure M 95 ED



Cellule Shure M 75 - 6S

La cellule reste souvent un maillon sous-estimé et beaucoup de chaînes hi-fi sont vendues avec une tête de lecture médiocre, alors que la qualité des disques ne cesse de s'améliorer.

Pour extraire avec précision la totalité des informations gravées dans le sillon d'un disque, il faut une cellule qui possède une "high-trackability", c'est-à-dire apte à suivre le sillon dans toutes ses circonvolutions, comme tous les modèles de la gamme Shure.

La forme de la pointe de lecture doit parfaitement correspondre à celle du sillon, d'où la taille Hyperelliptique du diamant qui permet de réduire considérablement la distorsion de contact, et la taille Elliptique bi-radiale sur les modèles économiques.

Mais pour reproduire fidèlement la musique gravée sur un disque, il faut une cellule qui présente, comme les Shure, une réponse en fréquence parfaitement linéaire et une dynamique élevée.

De plus, avec les cellules Shure, la force d'appui nécessaire reste très faible pour ne pas endommager le précieux sillon.

Dans la gamme Shure, vous trouverez une cellule qui vous fera redécouvrir votre discothèque.



M&C

Les cellules Shure sont importées par CINECO
72 Champs-Elysées 75008 Paris Tel : 359.61.59.

HP

DEMANDE DE DOCUMENTATION SUR LES CELLULES SHURE
À ADRESSER À :
CINECO, 72, AV. DES CHAMPS-ELYSÉES 75008 PARIS

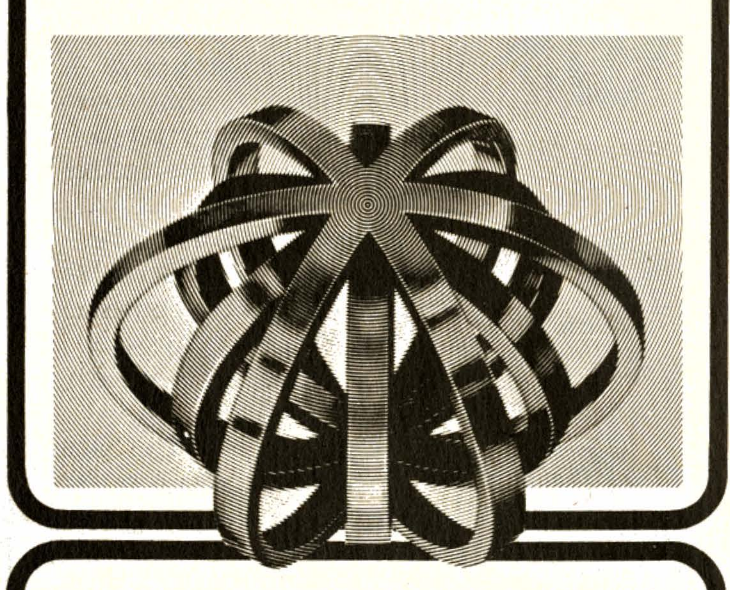
NOM ____________ ADRESSE ____________

VILLE ____________ CODE ____________

salon international des
composants électroniques 82
PARIS
PORTE DE VERSAILLES
1-7 avril
excepté dimanche 4

composants
mesure
équipements

invitation sur demande
S.D.S.A. 20, rue Hamelin - F 75116 Paris
☎ 505.13.17 - Tx 630.400 F



29 mars-1er avril : colloque international sur les nouvelles orientations des composants passifs.

- Matériaux organiques et minéraux.
- Technologie d'élaboration des composants.
- Mise en œuvre des composants passifs.

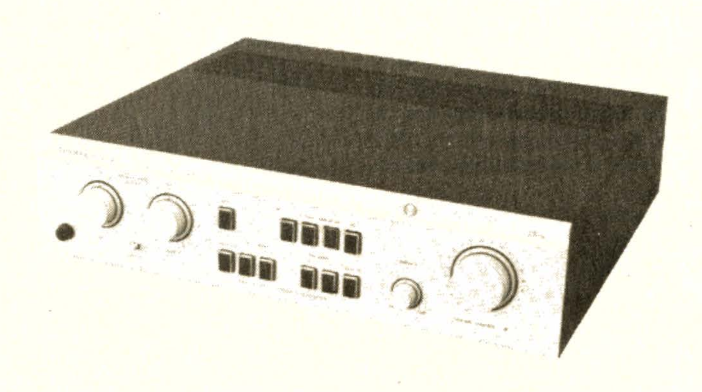
Lundi 5 avril : tables rondes internationales sur les aspects économiques des nouvelles orientations des circuits intégrés.

Secrétariat des colloques : 11, rue Hamelin
75783 Paris Cedex 16 - ☎ (1) 505 14 27

INDUSTRIE SERVICE

Bloc-notes

Nouveautés Luxman au Festival du Son et de l'Image Vidéo



Au Festival du Son et de l'Image Vidéo, Luxman présente trois nouveaux amplificateurs :

L 510 – 2 × 100 W/8 Ω et 2 × 8 W/8 Ω en classe A.

L 530 – 2 × 120 W/8 Ω en classe AB et 2 × 15 W/8 Ω en classe A.

L 550 – 2 × 50 W/8Ω en classe A.

Cette gamme d'amplificateurs est complétée par le préamplificateur C300 dont les caractéristiques techniques sont les suivantes :

Préamplificateur classe A à double alimentation. Sensibilité de sortie magnéto 140 mV, max 20 V. Niveau de sortie IV max. 20 V. Impédance de sortie 47 Ω, magnéto 100 Ω. Distorsion harmonique phono inférieure à 0,005 %, tuner, aux., magnéto inférieure à 0,005 % de 20 Hz à 20 kHz. Distorsion d'intermodulation inférieure à 0,002 %. Bande passante phono 20 Hz, 20 kHz ± 0,2 dB, tuner, aux. et magnéto 0,5 Hz - 140 kHz (± 0,5 dB). Sensibilité d'entrée phono MC 0,09 mV, phono MM 2 mV, tuner, aux. et magnéto 140 mV. Impédance d'entrée phono MC 100 Ω et 50 Ω, phono MM 50 kΩ , tuner, aux. et magnéto 55 kΩ. Rapport signal/bruit phono MC - 148 dB, phono MM 80 dB, tuner, aux. et magnéto 100 dB. Dimensions (L × H × P) 478 × 163 × 384 et par l'amplificateur M 300.

Amplificateur classe A pure, double alimentation, commutable en classe AB. Puissance 2 × 40 W (classe A) les deux canaux chargés sous 8 Ω de 20 Hz à 20 kHz pour une distorsion harmonique totale inférieure à 0,005 %, 2 × 150 W (classe AB), les 2 canaux chargés sous 8 Ω de 20 Hz à 20 kHz pour une distorsion harmonique inférieure à 0,008 %. Distorsion d'intermodulation classe A inférieure à 0,005 %, classe AB inférieure à 0,008 %. Temps de montée 0,6 µsec. Bande passante 10 Hz 100 kHz (– 1 dB). Sensibilité d'entrée classe A 450 mV, classe AB 900 mV. Impédance d'entrée 50 kΩ ; Rapport signal/bruit classe A meilleur que 115 dB, classe AB meilleur que 120 dB. Facteur d'amortissement 120 (1kHz/8 Ω). Protection : haut-parleur par DC. drift, amplificateur protection électronique contre les surcharges. Dimensions (L × H × P) 478 × 214 × 484.

A cette gamme il faut ajouter deux magnétophones à cassettes, **les modèles K 117 et K 120.**

Autre nouveauté intéressante chez ce constructeur : le **XA 1.** Démagnétiseur pour cellules à bobine mobile.

Le XA 1 est une innovation développée par Luxman dans un concept totalement nouveau.

La bobine mobile d'une cellule de ce type est toujours susceptible de se magnétiser. Une bobine magnétisée peut réagir à de longs mouvements de la pointe et du tube porte-pointe mais ne peut pas générer de tension correspondant à des mouvements minimes, dégradant ainsi la reproduction des signaux musicaux les plus subtiles et des fréquences élevées. Le XA 1 élimine efficacement de tels problèmes de magnétisation de la bobine, rendant ainsi à la cellule la possibilité d'exprimer le meilleur de ses possibilités.

Bloc-notes

Vidéo et informatique : initiation au Basic

Dans notre monde d'aujourd'hui, l'informatique n'est plus le domaine réservé des informaticiens. En se miniaturisant elle s'est démocratisée et chacun de nous peut maintenant la rencontrer et la palper, et un jour vous serez surpris de trouver un micro-ordinateur dans le salon de votre meilleur ami. Micro-ordinateur, octet, disquette, programme, Basic... sont des mots qui reviennent souvent dans le langage de notre environnement. Ils finissent par nous intriguer et nous sommes curieux d'en savoir plus sur cette informatique qui semble à notre portée.

C'est le but de cette vidéocassette de nous initier au Basic. Le premier chapitre nous permet de faire connaisance avec le micro-ordinateur, d'apprendre son utilisation, de connaître les différentes parties qui le composent (mémoire, clavier, écran, logiciel). Les chapitres suivants sont consacrés à l'étude du Basic, chaque mot Basic est passé en revue, expliqué commenté, utilisé dans de nombreux exemples. Nous apprenons d'abord à dialoguer avec l'ordinateur en découvrant les mots : PRINT, INPUT, DATA, et READ. Le chapitre suivant explique l'utilisation des variables et des tableaux. Puis nous commençons à construire des petits programmes avec les instructions IF... THEN, FOR... NEXT, GOTO.

Aux termes de cette vidéocassette, vous ne serez pas un programmeur expérimenté, mais vous aurez compris la technique de communication avec un ordinateur à l'aide d'un langage évolué comme le Basic.

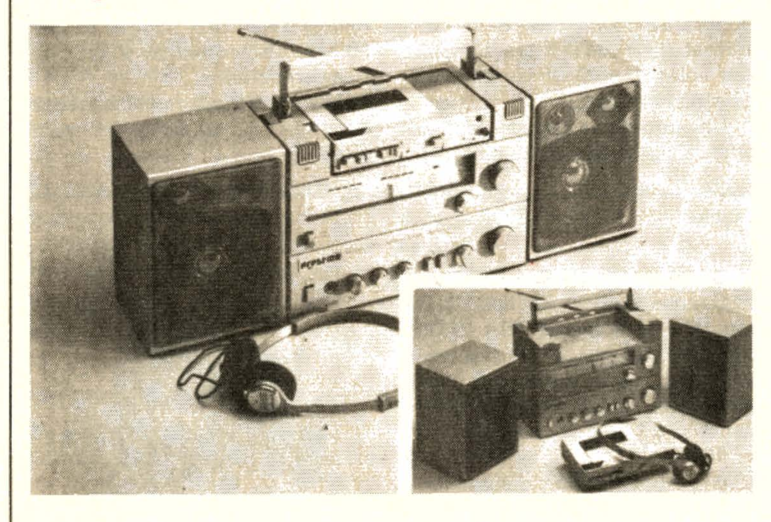
Nous poursuivons notre apprentissage parmi les subtilités des chaînes de caractères, enfin nous finissons par une retrospective des fonctions arithmétiques. Entre chaque chapitre nous pouvons tester la progression de nos connaissances en effectuant des exercices simples, ce qui nous permet éventuellement de réétudier une séquence mal assimilée en utilisant la touche « retour arrière » de notre magnétoscope.

– Vidéocassette couleur. Durée : 83 mn.

Présentation : J.-P. Jubien. Réalisation : M. Guillanneuf.

Distributeur : MICRO'AS, 1, allée Médicis, 95440 Ecouen. – Tél. : (3) 990.58.07.

La chaîne portable Prestige S 208



Cette chaîne portable se compose d'un amplificateur 2 × 4,6 W, d'un tuner à deux gammes d'ondes : GO-FM, d'un magnétophone à cassette enregistreur/lecteur détachable de type « walkman », d'un casque et de deux enceintes acoustiques.

L'ensemble est en matière plastique moulée de couleur gris métallisé. Une poignée permet de transporter cette mini-chaîne.

Les appareils de la marque Prestige sont distribués en France par Radialva.



un métier lucratif dans la TV

Utilisez vos connaissances actuelles pour devenir un vrai spécialiste par l'une des Méthodes E. T. N. de Fred Klinger.

Selon votre niveau, choisissez :

TECHNICIEN EN TÉLÉVISION : pour les électroniciens (même débutants) désireux de faire carrière en T V (formation complète, y compris couleur, transistors et dépannage). Durée 10 à 12 mois.

DÉPANNEUR TÉLÉVISION N & B : pour ceux qui, ayant des notions de Télé, veulent devenir dépanneur libre ou salarié. Durée 5 à 8 mois.

DÉPANNEUR T. V. COULEUR : pour les professionnels qui doivent connaître la couleur à fond. Durée 4 à 6 mois.

Pour la couleur, diapositives montrant les effets des pannes et des réglages.

UNE VRAIE POSSIBILITE DE FAIRE MIEUX

"En direct" avec un enseignant praticien, c'est ce que vous apportent ces cours clairs, "vécus", très illustrés, visant d'abord à la réussite pratique.

Dépense modérée plus notre fameuse **DOUBLE GARANTIE**

Essai, chez vous, du cours complet pendant tout un mois, sans frais. Satisfaction finale garantie ou remboursement total immédiat.

Postez aujourd'hui le coupon ci-dessous (ou sa copie) : dans quatre jours vous aurez tous les détails.



Ecole des TECHNIQUES NOUVELLES
école privée
fondée en 1946

20, rue de l'Espérance - 75013 PARIS

POUR VOUS

OUI, renseignez-moi en m'envoyant, sans engagement (pas de visiteur à domicile, S V P), votre documentation complète n° 701 sur

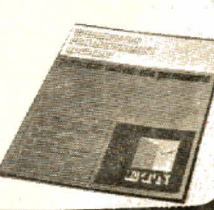
- TECHNICIEN EN TÉLÉVISION
- DÉPANNEUR TV PROFESSIONNEL
- DÉPANNEUR TV COULEUR

Nom et adresse ______________________

____

____

(ci-joint, deux timbres pour frais postaux)



NOUVEAU

3 PRODUITS DE HAUTE PERFORMANCE QUI RÉPONDENT :

- à la sécurité d'utilisation
- à la facilité d'emploi
- à la fidélité à la reproduction

RUBAN CREPE
L'emballage sous blister du ruban de précision Alfac garantit une parfaite conservation du produit.

POLYESTER
L'emballage sous blister des longues bandes de polyester (420 mm) apporte un rangement pratique du produit.

TRANSFERT FILM
L'emballage sous blister garantit une parfaite conservation et apporte un rangement pratique du produit.

Le transfert film 25µ

Une toute nouvelle technique en transfert film renforcé 25 microns qui permet une très grande sécurité d'utilisation :
- **résistance exceptionnelle,**
- **déformation nulle,**
- **absence de fissure,**
- **correction aisée.**

electro products alfac

Bon
à découper
à renvoyer sous
enveloppe à Alfac :
BP 112 - 92124 Montrouge Cedex

Nom ____________

Adresse ____________

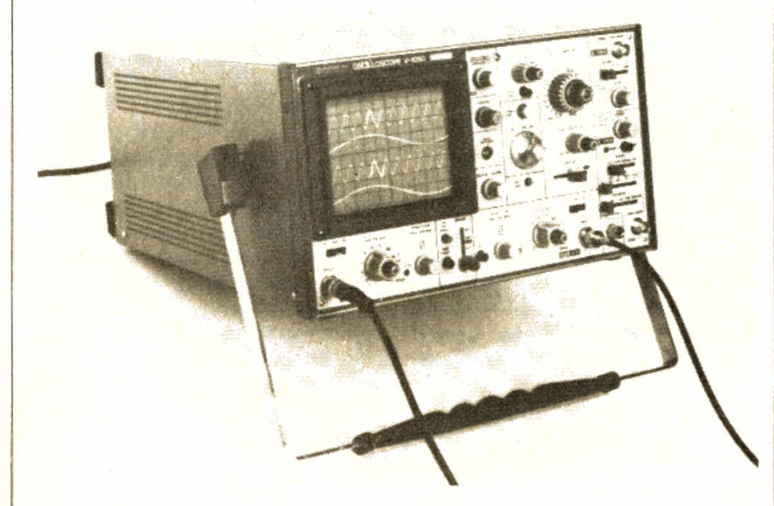
Ville ____________ Code postal ________

désire recevoir gratuitement, sans engagement de ma part le catalogue ☐ et la liste des dépositaires "electro products Alfac"

adage

Bloc-notes

Generim distribue, en France, les oscilloscopes Hitachi



Hitachi vient de confier à Generim la représentation de sa gamme d'oscilloscopes portables sur l'ensemble du territoire national.

Dans l'immédiat, trois modèles : 35, 50 et 100 MHz, sont disponibles sur stock.

Le modèle V 1050 est un oscilloscope 100 MHz deux voies, disposant d'une sensibilité de 500 mV/d à 5 V/d.

Il est équipé d'un tube Hitachi à écran 8 × 12 cm très lumineux, à graticule incorporé (tension de post-accélération de 20 kV). Sa double base de temps permet de visualiser les signaux des voies 1 et 2 et les signaux délayés (4 traces).

Un bouton « trigger view » offre la possibilité d'examiner les voies 1 et 2 ainsi que les signaux de déclenchement des bases de temps A et B.

Le modèle V 550 – 50 MHz possède une sensibilité de 1 mV/d à 5 V/d, une double base de temps, un circuit « hold off » réglable, le déclenchement monocoup et la possibilité de visualiser le signal de déclenchement (trigger view).

Le modèle V 352 – 35 MHz a une sensibilité de 5 mV/d à 5 V/d sur les deux voies.

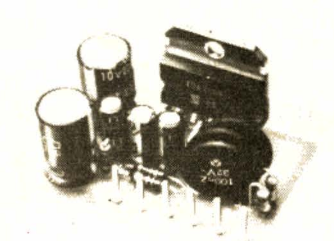
Ces trois appareils sont équipés de lignes à retard. Ils sont fournis avec deux sondes et une housse de protection à un prix très compétitif.

Les oscilloscopes Hitachi sont garantis 2 ans, pièces et main d'œuvre.

Un nouvel amplificateur HiFi stéréo chez SGS

Destiné aux applications stéréo HiFi, le nouveau TDA 2009 de SGS-Atès est un double amplificateur audio, classe AB, monolithique, fournissant des puissances de sortie jusqu'à 10 + 10 W

Avec une tension d'alimentation de 23 V, le TDA 2009 fournit 10 + 10 W avec 4 Ω de charge et 6 + 6 W avec 8Ω, avec une distorsion harmonique totale de 0,5 %. En utilisant deux TDA 2009, il est possible d'obtenir des sorties de 20 + 20 W en configuration en pont pour chaînes Hi-Fi et TV stéréo.

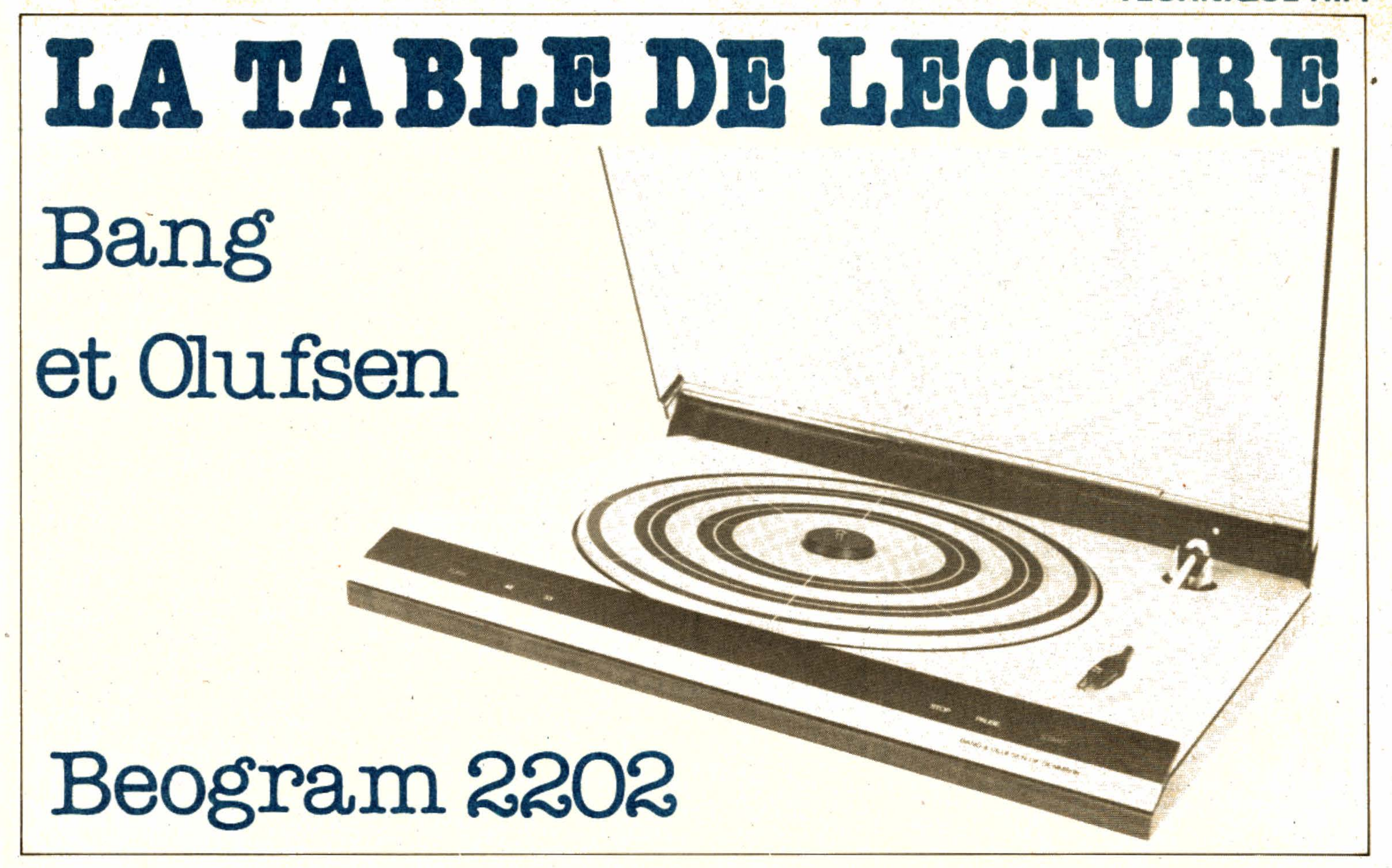


Le TDA 2009 est monté dans le boîtier plastique 11 broches Multiwatt et nécessite un nombre minimum de composants externes.

LA TABLE DE LECTURE

Bang et Olufsen

Beogram 2202



CETTE table de lecture est d'origine danoise, vous vous en doutiez. C'est un modèle qui n'est pas nouveau et qui a eu, si l'on peut dire les « honneurs » d'une revue spécialisée dans la défense du consommateur.

Cette table de lecture ne s'est pas particulièrement bien comportée au cours de ces tests, aussi avons-nous voulu savoir si vraiment elle méritait d'être jugée de la sorte. Il est vrai qu'un modèle peut être défectueux, ou tout simplement en panne, encore faut-il s'en apercevoir ! dans ce cas, la garantie couvre le mauvais fonctionnement et le matériel peut être changé par l'importateur, sans frais pour l'acheteur.

Présentation

B. et O., c'est le « design » danois, une ligne très particulière, rigoureuse et presque froide. Heureusement, quelques touches de bois viennent égayer les surfaces métalliques ou transparentes.

Un capot, en matière plastique, à pan incliné vers l'avant, protège le bras et le plateau, les commandes sont accessibles même lorsque le capot est refermé sur le disque.

Ce plateau porte plusieurs couronnes concentriques noires, le noir reçoit la surface du disque et des nervures permettent de le prendre, avec une rare aisance.

La 2202 est une table de lecture de type automatique sans changeur. Automatique, cela signifie que la tête de lecture va se poser sur le disque sans autre intervention humaine qu'une pression du doigt.

La détection du diamètre du disque est automatique, elle est faite par un système détectant le poids du disque.

En même temps, on effectue le changement de vitesse. Si exceptionnellement le disque n'est ni un 45 t 17 centimètres, ni un 33 t/30 centimètres, on devra intervenir manuellement sur les touches de sélection de vitesse pour corriger l'information erronée donnée par le dispositif de reconnaissance.

Comme c'est la coutume depuis longtemps chez B. et O., la cellule est sans support, elle s'enfiche directement en bout de bras.

Ce bras est d'ailleurs long et très fin, la force d'appui est réglée en usine. Le vissage du contrepoids permet d'augmenter ou de réduire la force d'appui, en accord avec la notice d'utilisation de l'appareil. Une molette permet un réglage fin de la vitesse.

Le retour du bras est automatique, c'est la moindre des choses. On dispose aussi d'une commande de pause qui nécessite une intervention sur la touche de départ, pour que la lecture reprenne. Pendant cette pause, le plateau arrête de tourner. Il faut donc un certain temps pour que cette opération accomplisse son cycle. C'est moins rapide qu'une manipulation manuelle.

Pendant la pause, le bras est audessus du disque, on peut le déplacer latéralement pour amener sa pointe sur une nouvelle plage.

Technique

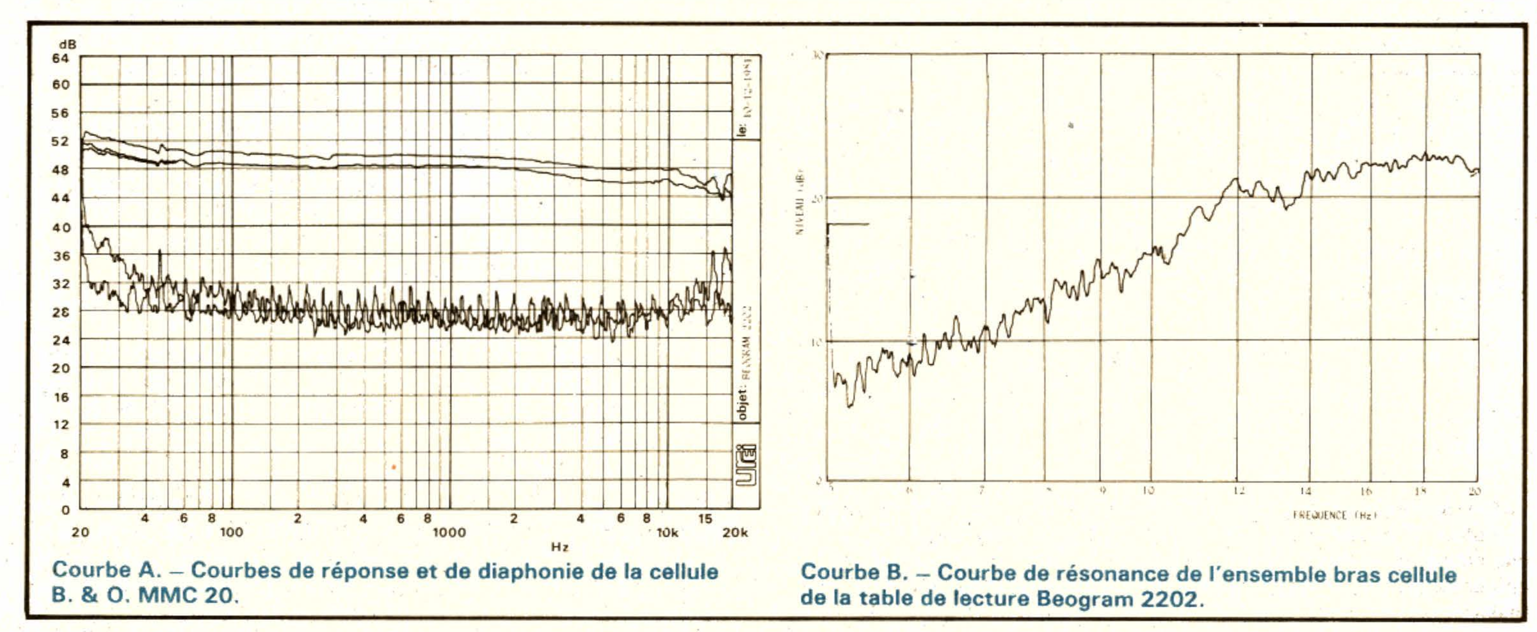
La table de lecture Béogram 2202 utilise la technique de la contre-platine suspendue. Cette contre-platine supporte et rend solidaire le bras de lecture et le plateau.

L'entraînement se fait par une courroie, le moteur est fixé sur le châssis et la courroie filtre les vibrations du moteur.

La table de lecture est fournie avec son schéma de principe, ce qui est assez rare. Sur ce schéma, sur la droite, on voit le moteur. Ce moteur est équipé d'une génératrice tachymétrique. Le moteur est alimenté par un circuit intégré comportant un étage de puissance. Une résistance de 10 Ω limite l'intensité au démarrage et protège, de ce fait, la sortie du circuit. La génératrice tachymétrique at-

15S1 ON with record on turntable
15S2 ON in stop - pause - play

Fig. 1. – Schéma de l'électronique.



Courbe A. – Courbes de réponse et de diaphonie de la cellule B. & O. MMC 20.

Courbe B. – Courbe de résonance de l'ensemble bras cellule de la table de lecture Beogram 2202.

taque une entrée du circuit intégré. La vitesse de rotation du tourne-disque est ajustée par un potentiomètre commun aux deux vitesses et, pour chaque vitesse, par un potentiomètre ajustable.

Les commandes de l'automatisme sont effectuées par des électroaimants qui embrayent des pièces entraînées alors par la rotation du plateau. Sur le schéma, on voit quelques éléments qui sont réservés à un modèle permettant une commande à distance, du départ et de la pause. Cette électronique est basée sur des transistors discrets.

Réalisation

La fabrication de ce tourne-disque est soignée, de même que sa présentation.

Le plateau est en alliage d'aluminium embouti et anodisé, une couronne de plomb est là pour augmenter son inertie.

La tôle d'acier, utilisée pour la contre platine, est traitée anti-corrosion et la suspension en trois points de cette contre-platine est expérimentée depuis longtemps chez ce constructeur danois.

Mesures

Le taux de pleurage et de scintillement de cette table de lecture, mesuré avec disque test Lennard, est de 0,04 % en mesure pondérée DIN à 33 comme à 45 t/min.

Le rapport signal/bruit non pondéré est de 39 dB avec disque pressé et de 40 dB avec disque laque.

Avec filtre de pondération, nous avons mesuré un rapport signal sur bruit de 68 dB avec disque pressé, et de 70 dB avec disque laque.

Ces valeurs permettent de classer la 2202 parmi les très bons tourne-disques.

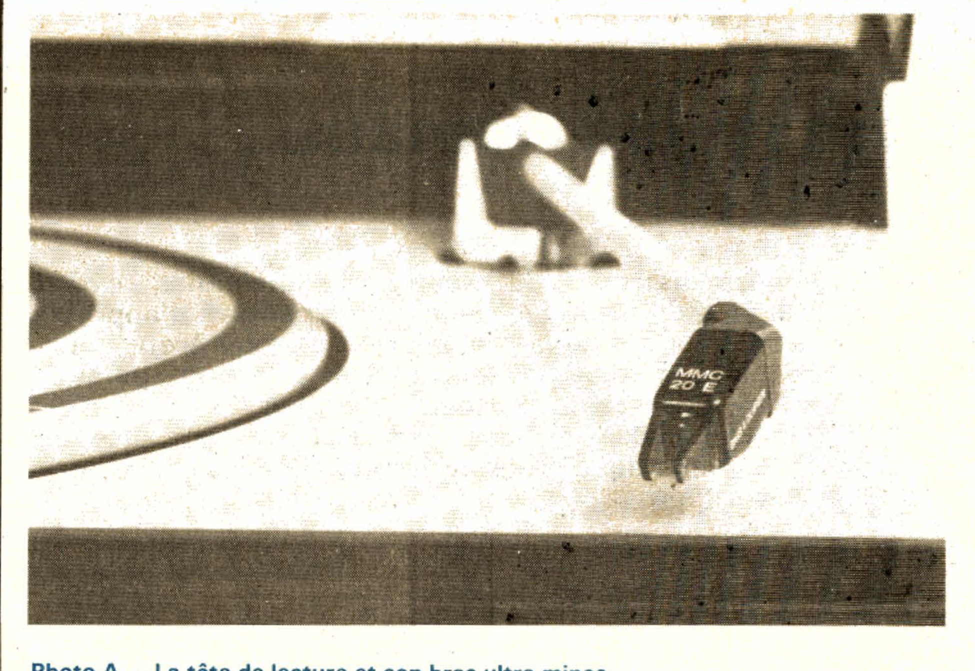


Photo A. – La tête de lecture et son bras ultra mince.

La lisibilité de la cellule est meilleure que 80 µm à 400 Hz.

La diaphonie de la cellule est, à 5 kHz, de 20 dB (G/D), et (D/G) à 1 kHz, elle est de 25 dB et 24 dB, enfin, à 80 Hz elle est de 17 et 20 dB.

Le niveau de sortie à 1 kHz et une gravure à 0 dB est de 7,8 mV.

La courbe de réponse et celle de diaphonie sont données graphiquement. On constate ici une atténuation progressive des fréquences hautes, atténuation que l'on peut d'ailleurs corriger par le correcteur de timbre de l'amplificateur. Cette réponse donnera un timbre doux à l'oreille.

La courbe de résonance basse du bras montre que cette dernière est très peu prononcée, elle est située relativement haut.

Conclusions

Le tourne-disque Béogram 2202 est une bonne table de lecture. Elle peut rivaliser sans crainte avec des modèles concurrents. Son automatisme protègera les disques et la pointe de lecture des erreurs de manipulation.

La fabrication est saine et l'esthétique celle que l'on connaît.

Elle s'alliera parfaitement aux autres éléments de la gamme danoise et même (pourquoi pas ?), à d'autres de facture extrême orientale, où l'on trouvera des couleurs similaires mais, sans le bois.

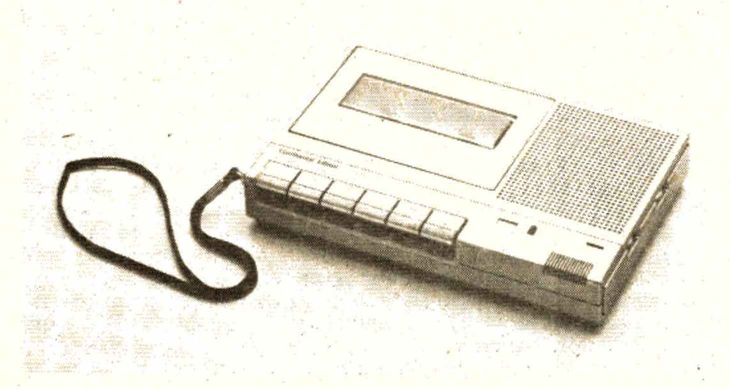
Les performances d'ensemble sont bonnes et la cellule est conforme aux spécifications de son fabricant.

Etienne LEMERY

Bloc-notes

LE MAGNETOPHONE A CASSETTE CONTINENTAL EDISON MC 8031

Cet appareil est équipé d'un compteur 3 chiffres, d'une touche pause, d'un voyant LED indicateur de niveau de piles et d'enregistrement et d'un adaptateur



secteur 6 V. Il délivre une puissance de sortie de 300 mW (avec 10 % de distorsion). Malgré les faibles dimensions de l'appareil (114 × 197 ×32 mm) l'écoute est de qualité grâce à un haut-parleur incorporé de 5 cm de diamètre. En fin de bande le magnétophone s'arrête en écoute comme en enregistrement.

C'est arrivé demain...

par Remy Lafaurie

■ Il est toujours instructif de revenir à d'anciennes revues techniques, datant d'une bonne vingtaine d'années. Le recul nous permet d'apprécier le niveau très élevé de compétence de ceux qui nous précédèrent et œuvrèrent pour que ce que nous nommons « Hi-Fi » franchisse la porte des laboratoires vers un large public.
■ Tout aussi bien, on reste parfois confondus du degré d'actualité des problèmes – et des solutions proposées – qui passionnaient ceux qui, déjà, étaient atteints du virus d'un idéal auditif asymptotique ; d'autant plus impossible à atteindre que l'on parait s'en rapprocher davantage.

■ Très honnêtement, il faut bien convenir que ce qui se faisait de mieux, aussi bien en matière de disques que de matériels de restitution sonore, dans les années immédiatement antérieures à la stéréo, n'était pas si mal (il y eut même une sorte d'âge d'or de la prise de son, dont les recettes paraissent avoir été oubliées) et serait encore susceptible de satisfaire nombre de mélomanes. Quand on écoute des microsillons de cette époque (en général, ils étaient plans et le restaient) avec des amplificateurs, des haut-parleurs et même des phonolecteurs conçus à leur intention (« PC 6 » de Clément, ou Ortofon « C »), on est moins certain de la fameuse « plus-value sonore », dont il est de bon ton de se gargariser aujourd'hui. Mais attention, les appareils les plus soignés (on ne disait pas encore « sophistication »), fabriqués en toutes petites séries, par des entreprises quasi-artisanales étaient extrêmement coûteux (à l'égal de ce qui se veut aujourd'hui « ésotérique ») et leur diffusion demeurait obligatoirement très limitée.
Cela dit, plongeons un peu dans la presse technique audio d'il y a une vingtaine d'années. Et, d'abord, demeurons dans l'actualité :

WIRELESS WORLD, MAI 1960

« Dynamic Side Thrust in Pickups », par H.J.F. Crabbe (Poussée latérale – skating – imposée aux phonolecteurs). H.J.F. Crabbe, l'un des plus anciens journalistes anglais, spécialiste en audio-fréquences, fonda en 1956, la revue « Hi-Fi News ». Cet article est historiquement très intéressant. Non pas que l'existence de la poussée latérale fut ignorée en 1960, et sa cause inconnue (ni même que l'analyse théorique de M. Crabbe soit d'une exemplaire finesse) ; mais, parce que le remède proposé comme le plus efficace est un dispositif constitué d'un fil fin, en nylon, relié au bras pour lui appliquer le couple correcteur désiré, par l'intermédiaire d'une masse auxiliaire (fig. 1 et 2). Le moins que l'on puisse dire est que cette méthode, adoptée immédiatement par SME, et de nombreux autres constructeurs, a fait fortune. Nous sommes toujours redevables à H.J.F. Crabbe (parfois, avec quelques variantes) du système qu'il proposa en 1960, infiniment plus pratique que le « Dynamic Levelling », cher à Percy Wilson, par lequel il fallait incliner très légèrement la table de lecture, par rapport à l'horizontale, pour engendrer la force antagoniste de la poussée latérale.

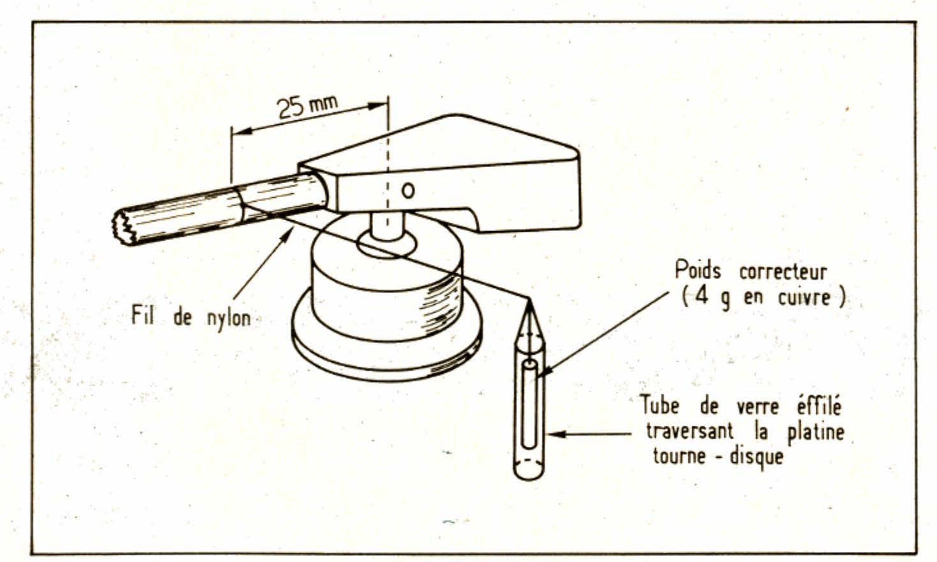


Fig. 1. – Procédé initial, conçu par H.J.F. Crabbe, pour appliquer à un bras de lecture (dont la partie visible rappelle assez le « Stereodyne » de « B. & O », en 1960) le couple antagoniste de la poussée centripète latérale (à cette époque, la force d'application utilisée par Mr Crabbe devait être voisine de 4 à 5 g) ; déjà connue, mais à laquelle la stéréophonie phonographique naissante conférait davantage d'importance. L'artifice du tube de verre effilé pour guider le fil de nylon ne manque pas d'ingéniosité : tous ceux qui ont travaillé le verre en laboratoire savent qu'il est facile d'étirer un tube et d'en obtenir, par fusion partielle, une extrémité étroite très lisse, n'opposant qu'un faible frottement aux déplacements du fil.

« Self-Balancing Push-Pull Circuits » par D.R. Birt des Laboratoires Mullard (Circuits auto-équilibrés pour amplificateur push-pull) : il s'agit évidemment d'un circuit pour tubes électroniques (fig. 3) ; mais son étage différentiel, dérivé du Schmitt, avec alimentation à courant pratiquement constant des cathodes, par une pentode de forte résistance interne, dont la grille apporte une correction supplémentaire, par recours au « paraphase flottant », paraît étrangement moderne : les transistors ont usé de structures similaires.

AUDIO, MAI 1960

« Polystyrène Foam Loudspeaker Cones » par P.B. Williams et James F. Novak (Jensen Manufacturing Company) : sauf erreur, la première personne à avoir signalé l'intérêt que pouvait présenter un diaphragme de haut-parleur en polystyrène expansé (ou, tout au moins, polystyrène sandwiché entre deux minces feuilles d'aluminium) fut l'ingénieur anglais Barlow (responsable de quelques réalisations de H.J. Leak), dont l'exemple fut suivi, en France, par G. Gogny et Pouteaux, pour leur « Orthophase » ; en Angleterre par G.A. Briggs, R.E. Cooke et bien d'autres. En 1960, on se trouvait tout à fait dans le vif du sujet, et l'on pensait avoir découvert une matière idéale combinant légèreté, rigidité, etc. pour fabriquer les diaphragmes des haut-parleurs (des défauts ne devaient pas tarder à se faire jour ; l'idéal était encore remis à une date ultérieure...). Quoi qu'il en soit, les Américains et, en particulier, la grande firme Jensen, passée sous le contrôle de la « Muter Cy », qui fabrique sous diverses bannières une importante fraction des haut-parleurs (composants) du marché des U.S.A., n'entendaient pas se laisser distancer, et s'empressèrent de faire breveter leurs propres conceptions. Autant qu'il nous en souvienne, la prose de MM. Williams et Novak (deux ingénieurs très réputés ; le second en particulier, théoricien des enceintes antirésonnantes et, pour concurrencer Wilchur, des haut-parleurs à très basse fréquence de résonance) ne s'écartait pas tellement de celle de M. Barlow ; les avantages revendiqués, que l'expérience ne confirma pas entièrement, étant exactement les mêmes. Bien entendu, la bibliographie ne souffle mot de M.R Barlow ; mais cite un brevet français similaire, accordé, en 1954, à Emile Podzus, dont nous ignorions l'existence (qui était-il ? Où travaillait-il ? Il serait intéressant d'en savoir davantage).

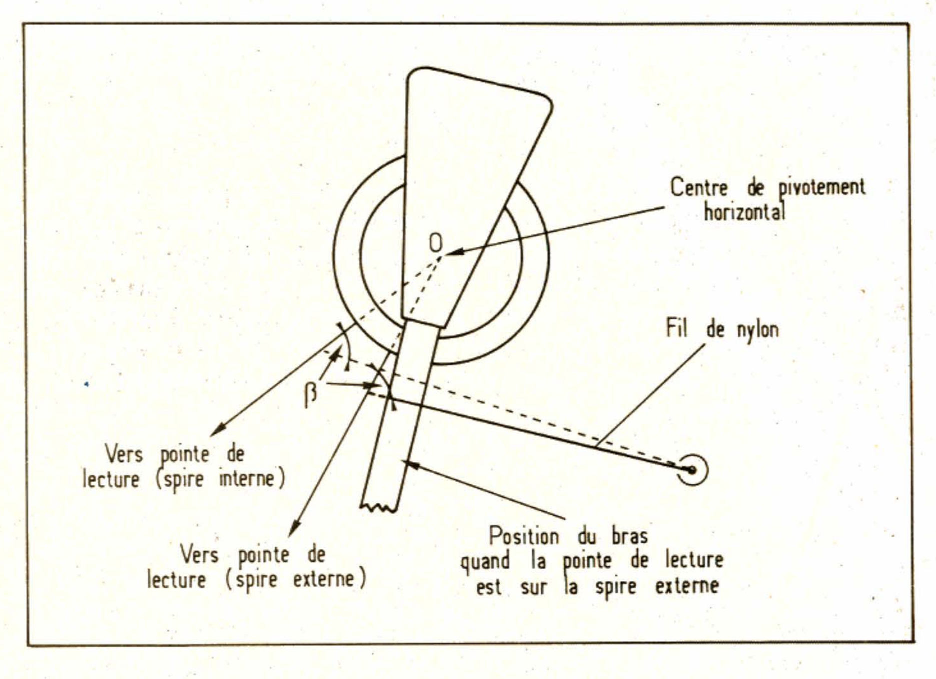


Fig. 2. – S'appuyant sur son étude théorique un peu sommaire, Mr Crabbe réduisait le couple antagoniste au fur et à mesure que la pointe de lecture se rapprochait du centre du disque (la diminution de l'angle, qu'il nomme β entraînant la réduction du moment de la force correctrice par rapport au point o de pivotement horizontal).

« A 1⁷/⁸ ips Magnetic Recording System for Stereophonic Music », par P.C. Goldmark, C.D. Mee, J.D. Goodell, W.P. Guckenburg (Laboratoires « C.B.S. » de Stamford). Encore un sujet d'actualité, cette étude d'un système de restitution stéréophonique, à partir d'un ruban magnétique continu de 3,8 mm de large défilant à 4,75 cm/s, logé dans une cassette carrée (8,9 cm de côté, 8 mm d'épaisseur, entraînement central) pour 64 mn d'audition. Toute la fine fleur des Laboratoires « C.B.S. » (Goldmark co-inventeur du microsillon), associée à ceux de « 3M » (qui fabriquait le ruban magnétique de 25 μm d'épaisseur, porteur de 3 pistes chacune, de 1 mm de large) et de « Zenith » responsable de la mécanique, y avaient mis le paquet. Cependant ils échoueront, en dépit d'idées magnifiques ; car les trois pistes portent, outre l'information stéréophonique normale (2 pistes), une information d'ambiance monophonique. Les spécialistes de C.B.S. sont alors convaincus que cette 3ᵉ piste, donnant à l'auditeur l'impression subjective d'assister à l'événement sonore sera un élément majeur de succès – au point

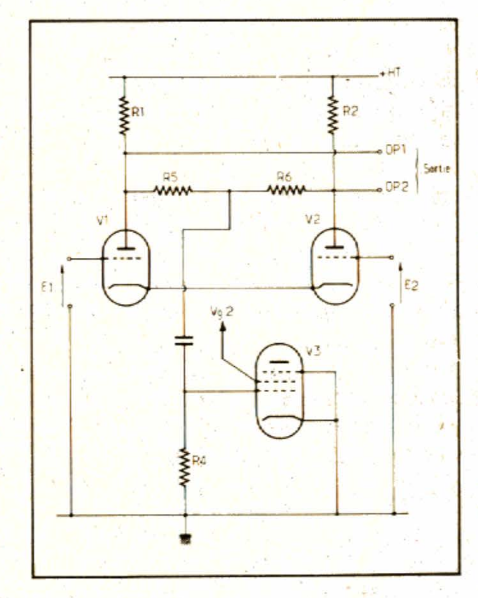
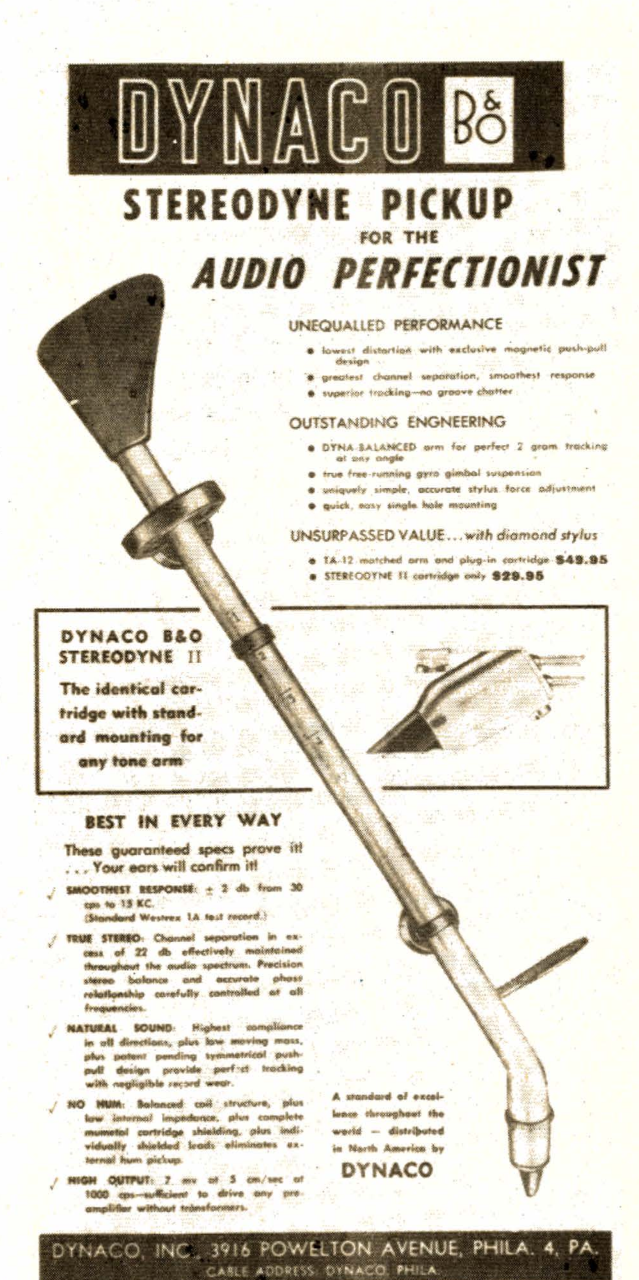


Fig. 3. – Schéma de principe de l'étage différentiel auto-compensateur de Mr Birt (avec composants NPN, travaillant à haute température) qui n'est pas tellement démodé.



Bang et Olufsen importé aux Etats-Unis par Dynaco ? C'est ce qu'il semble. La publicité reste malgré tout ambiguë : s'agit-il d'une fabrication spéciale pour Dynaco ? Les deux noms accolés le laisseraient à penser. Ce qui frappe cependant, c'est bien l'extraordinaire continuité esthétique et technologique (du phonolecteur comme du bras) qui règne chez le constructeur danois. Autre réflexion : peut-on vraiment dire que la haute-fidélité était onéreuse dans les années 60 ? Le phonolecteur « Stéréodyne II » seul, ici, est proposé au prix de 30 $. Or, entre 1960 et 1980, aux Etats-Unis, les prix à la consommation ont été multipliés par un facteur 2,5 environ. Cette cellule équivaudrait donc à un modèle vendu aujourd'hui 75 $, soit approximativement 375 F : un prix rétrospectivement très raisonnable, compte tenu des performances annoncées.

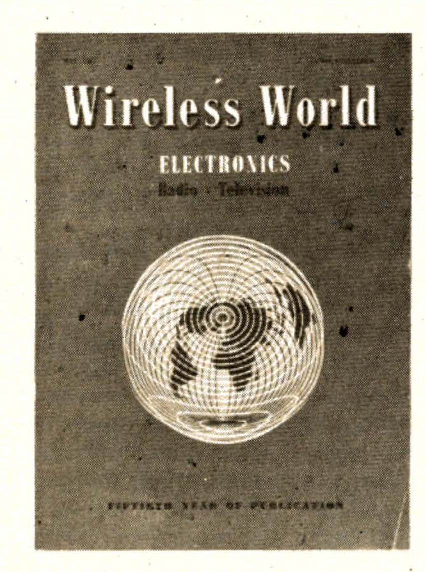
prétendent-ils (sans doute étaient-ils enthousiastes) de créer, pour un auditeur, non prévenu, une éventuelle confusion, avec une bande « master » enregistrée à 38 cm/s (?). La tête de lecture, spécialement étudiée pour cette cassette était dotée d'un entrefer de 1,5 µm et l'on prétendait restituer 30-15 000 Hz de bande passante, avec 54 dB de dynamique. Et la machine conçue par « Zenith » pouvait jouer automatiquement sans interruption 5 cassettes, soit plus de 3 heures. « C.B.S. », « 3 M » et « Zenith » furent là très en avance sur leur temps (les bons esprits ne croyaient pas trop au succès du disque stéréo). Sans doute la solution proposée était-elle trop onéreuse. Elle fut vite oubliée, mais que serait-il advenu si elle avait triomphé ?

« Converting the Grundig 800 to Stereo », par W.G. Dilley. Question alors classique, en matière de magnétophone, à l'époque où l'on ne s'était pas encore totalement installé dans la stéréo. Un article pratique pour bricoleurs adroits, voulant conserver les avantages d'une mécanique réputée.

A côté de cela un article de R.S. Burwen (alors réputé ingénieur de Honeywell Cy) intitulé **« Variable low-pass filter »** et déjà dans le vent, décrivant un filtre actif passe-bas transistorisé, à fréquences de coupure et à pente d'atténuation réglables. Ferait-on tellement mieux aujourd'hui ? Sans doute aucun avec de meilleurs composants : il s'agissait là de transistors au germanium, des PNP essentiellement. Mais irait-on plus loin dans l'analyse du problème ?

De même, le chapitre d'une série consacrée par H. Burstein, aux distorsions propres à l'enregistrement magnétique : un travail classique remarquablement traité. Là encore, on ne ferait pas mieux, sans doute.

Un coup d'œil aux pages publicitaires retrouve des noms bien connus sinon célèbres : Garrard, Connoisseur, Pickering, Fisher, KLH, Grado Laboratories, Shure, Acoustic Research (le modèle 3A, avec son élé-



Le 1er avril 1911 naît Wireless World, sous le nom de... Marconigraph. Pendant vingt-cinq ans, ce qui est appelé à devenir la plus grande revue mondiale d'électronique grand public sera en effet publiée – et vendue au prix de 2 pences – sous l'égide de la société Marconi Instruments. Au départ, cette revue est avant tout destinée à servir d'organe de liaison et de communication technique entre les ingénieurs et opérateurs des stations de radio du monde entier – dont la population est alors estimée à 2 500 âmes. Et c'est le 1er avril 1913 que Marconigraph devient Wireless World – en augmentant son prix de vente de 50 % : 3 pences dorénavant. Apparemment, cette nouvelle dénomination ne satisfait toujours pas puisque deux autres changements de titre interviennent : Wireless World and Radio Review, puis Wireless World and Radio and Electronics, avant de revenir à Wireless World en 1950. Entre-temps, en 1936, à la suite d'un très grave et très complexe différend entre Marconi Instruments et les Postes et Télécommunications britanniques, Wireless World (soucieuse de ne pas demeurer entre marteau et enclume) rejoint Iliffe, l'un des plus grands éditeurs scientifiques anglais. Le mariage dure encore et la revue se stabilise définitivement. Tout au plus doit-on signaler la création, vers 1950, d'une revue-sœur, Wireless Engineer, plus tournée vers des considérations théoriques. Pour conclure, il est bon de rappeler que Wireless World, sur la brèche de toutes les nouveautés techniques, s'est naturellement intéressée à la B.F. Dès 1935, fut ainsi publié le schéma d'un « Wireless World Quality Amplifier », à étage de sortie push-pull, destiné à s'associer au « Voigt Corner Loudspeaker », haut-parleur d'encoignure, chargé par un long pavillon replié.

ment grave de 30 cm à suspension acoustique, complété des premiers tweeters à diaphragmes hémisphériques était alors dans toute sa gloire). Bang et Olufsen avec la version originale de son capteur stéréophonique « Stereodyne » était importé par « Dynaco ». L'on trouve aussi Acrosound, aux fameux transformateurs de sortie ultra-linéaires (avec contre-réaction appliquée aux écrans des tubes de puissance, reprenant une invention de A.D. Blumlein, antérieur à 1939). Incidemment cette marque, aujourd'hui disparue, avait été fondée par MM. Hafler et Keroes. Il n'est plus question de Keroes depuis longtemps ; mais David Hafler qui devait s'illustrer avec « Dynaco » est toujours sur la brèche. Au chapitre des curiosités farfelues, le « Bi-Phonic Coupler » (Advanced Acoustics Corp.) : un curieux système de haut-parleur extra-plat (10 cm d'épaisseur environ), au diaphragme en bois mince (60 cm × 45 cm) excité par un puissant moteur électrodynamique, restituant paraît-il toutes les fréquences, avec une incomparable fidélité (le texte publicitaire reconnaissait d'ailleurs que c'était « inimaginable » !). Et déjà deux Japonais encore peu connus mais à la renommée croissante Sony et Sansui.

JOURNAL OF THE AUDIO ENGINEERIN SOCIETY, AVRIL 1960

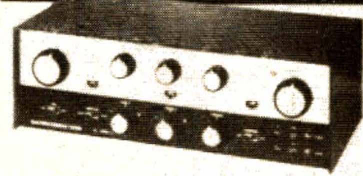
Un numéro tout spécialement intéressant, parce que presque entièrement consacré à la stéréophonie, alors que le disque stéréophonique éprouvait encore quelque peine à s'imposer. Presque toutes les contributions traitent de stéréo, sous un angle subjectif (6 d'entre elles) ou technique (deux sur l'électronique, une étudiant un studio professionnel) ; seulement deux articles d'intérêt plus général, bien que liés à la stéréo : bande magnétique à double couche pour appareils à défilement continu et têtes magnétiques pour enregistrement multipistes.

Revenons au vif du sujet :

« Why Stereo ? », par J.M. Knight (Ampex Corp.). Si le principal fabricant de magnétophones professionnels multipistes, directement intéressé au succès de la stéréo, déléguait l'un de ses principaux collaborateurs pour promouvoir la possibilité de localisation des sources sonores et de recréation subjective de l'ambiance d'une salle de concert (déjà baptisée « ambiophonie », bien qu'il soit probable que ce terme appartienne à Philips), révèle assez que la stéréophonie ne paraissait pas absolument indispensable. L'auteur évoque des exemples classiques, souvent cités : les « canzonas » de G. Gabrielli composées en 1597, pour deux ou trois ensembles séparés, d'instruments à vent ; « La Passion selon St Mathieu » de J.S. Bach, divisant, en 1729, ses choristes en deux groupes distincts, avec chacun leur propre orchestre. On ne paraît pas encore fixé sur les meilleures techniques microphoniques. Mais J.M. Knight est fermement convaincu de la nécessité esthético-pratique d'exagérer l'effet stéréo-

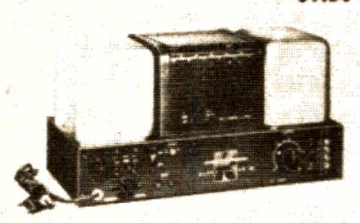
ACROSOUND

These popular Acrosound kits are simple and fast to assemble . . . bring the newest sound advancements into your home in a matter of hours! Best of all, Acrosound's easy-to-build, reasonably priced kits save you dollars!



ACRO'S PREAMPLIFIER

A new all feedback preamplifier with low noise, 2 MV referred to phono input, high gain, 60 DB phono and tape, and low distortion 0.15% IM for 1.5V out. Extra features include individual bass and treble controls, rumble and scratch filters, phase switch, third channel output, light matrix, and exclusive Mic Dub switch. Supplied with two low noise 7199 pentode triode, two 7247 dual triode tubes.......... $69.50

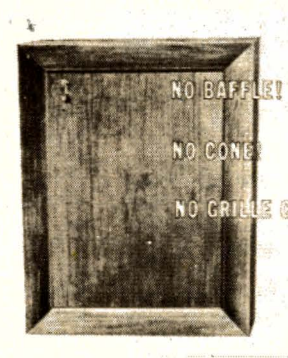


ACRO'S ULTRA LINEAR II AMPLIFIER

This famous 60 watt basic amplifier has long been a favorite of discriminating audiophiles. Acro perfected Ultra-Linear circuitry has been combined with a unique feedback system to provide an amplifier with unusually low distortion, superior feedback stability, and finest transient performance. Construction time is only two hours. Supplied with two EL-34 output tubes, one 12AX7, one 12AU7, and GZ34 rectifier.......... $79.50

Sinueux itinéraire que celui de David Haffler. Le nom de ce pionnier de la Hi-Fi est d'abord associé à celui de Keroes aux commandes de la firme Acrosound – aujourd'hui disparue. Puis, il crée Dynaco : de là vient la forte similitude des produits distribués par ces deux sociétés. Dernier avatar, c'est maintenant sous son propre nom qu'Haffler commercialise un préamplificateur et un amplificateur – proposé aussi en kit – de grande puissance, très prisés des hi-fistes américains.

can you imagine?



Wafer-thin, the "440" Bi-Phonic Coupler is a maximum range reproducer which differs radically from ordinary loudspeakers. In plain truth... it is a fine musical instrument ... for, as in a bass violin, its wall structure is the actual reproducing element. As opposed to boxed enclosures, the free-radiating "440" reproduces the very deepest bass notes with concert clarity, and its spacious projection creates a naturalness matched only by the original performance. Here – is the first new development in speaker design since the beginning of high fidelity.

Listen – to the remarkable "440" Bi-Phonic Coupler at your Hi Fi dealer.

Measures only 4½" deep, 24" high and 18" wide.

For complete details and technical information, write for brochure B-60

ADVANCED ACOUSTICS CORP., 67 East Centre Street, Nutley 10, N. J.

A subsidiary of Electronic Research Associates, Inc., Cedar Grove, N. J.

Au plan de l'enthousiasme, les publicités des débuts de la haute-fidélité n'avaient rien à envier à beaucoup de celles qui leur succèderont. A cet égard, celle d'Advanced Acoustics Corporation, vantant un « coupleur acoustique » sans enceinte et sans membrane, constitue un petit chef-d'œuvre. A un point tel qu'elle n'est pas dénuée d'un certain humour – involontaire ? Car, après tout, il s'agit bel et bien d'un appareil aux qualités de reproduction difficilement imaginables. A signaler : l'idée du « Bi-Phonic Coupler » ne fut pas perdue pour tout le monde, B.E.S., par exemple.



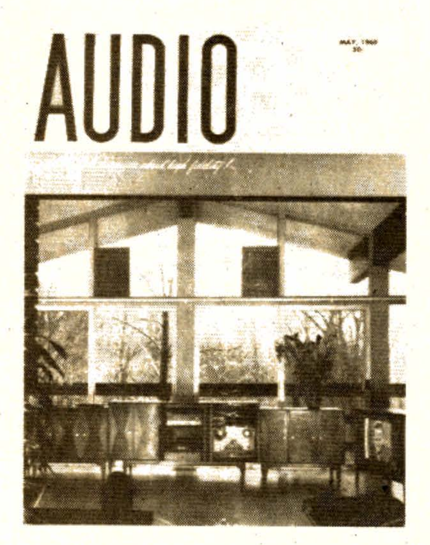
Pouvait-on, en 1960, imaginer que les matériels japonais feraient une telle percée sur le marché de la haute-fidélité ? Sans doute pas. D'autant moins que la plupart des fabricants japonais aujourd'hui connus restaient cantonnés dans le rôle de sous-traitants privilégiés de l'industrie américaine. Sansui n'échappait à cette règle que depuis peu et conservait encore, à cette époque, une importante activité de fabricant de transformateurs (d'alimentation ou de sortie). Toujours est-il qu'en cet âge d'or Audio se bornait à constater benoîtement : « Hi-Fi comes to Japan ». Depuis, celle-ci en est largement revenue...

phonique, pour mieux convaincre les auditeurs de son incomparable prestige (il semble que nombre de logis américains, en 1960, aient été peu amortis ; d'où une sensible réduction de la perception directive, en raison de multiples réflexions sur les murs ou le plafond).

« Perception of the Stereophonic Effect as a Function of Frequency », par W.H. Beaubien et H.B. Moore (General Electric Cy). Cette étude, à la très abondante bibliographie, et aux nombreux tableaux statistiques, traitant de l'influence de la fréquence sur la perception stéréophonique, touchait alors un sujet brûlant. Lorsque le disque stéréophonique « 45-45 » fut adopté comme standard mondial, on se berçait de l'espoir qu'il serait mécaniquement compatible (lisible, sans dommage, par un phonolecteur mono ; tout en fournissant, auditivement, un substitut valable d'une véritable gravure monophonique ; puisque – match de ping-pong excepté – une gravure stéréophonique musicale est pratiquement latérale aux deux tiers). Il fallut rapidement déchanter : la composante verticale des disques stéréophoniques excédait la capacité de lecture de la grande majorité des phonolecteurs mono – même les plus réputés – aux fréquences inférieures à 150-200 Hz, où se rencontrent les fortes amplitudes de gravure.

D'où l'immédiate proposition, par « C.B.S. », avec Bauer, d'une gravure mécaniquement compatible, obtenue en traitant latéralement les fréquences inférieures à 150 Hz environ (justifiée par une prétendue absence d'information directive des sons les plus graves). MM. Beaubien et Moore s'attachent à démontrer, expérimentalement, la fausseté de la position « C.B.S. » et qu'une stéréo totale était indispensable. Finalement, les questions commerciales firent triompher la thèse « C.B.S. » (notre gravure « universelle » est très proche de la solution Bauer). Là encore, il faut se reporter à l'état d'esprit de nombreux amateurs à l'apparition du disque stéréo : ils ne furent pas tellement séduits et accepter d'entrée de jeu, une stéréo édulcorée, eut soulevé bien des difficultés, et peut-être même créé l'échec du disque « 45-45 » face au peu d'enthousiasme de nombreux critiques musicaux, et aux réticences des premiers amateurs de haute fidélité, déjà fort bien équipés de matériels monophoniques coûteux, aux performances plus qu'honorables.

« Broadening the area of Stereophonic Perception », par B.B. Bauer (CBS Laboratories). Etendre l'aire de perception stéréophonique était une autre question brûlante ; les « afficionados » étant très portés sur la localisation spatiale. Il y avait une position d'écoute idéale, exactement équidistante des deux haut-parleurs ; partout ailleurs l'ef-

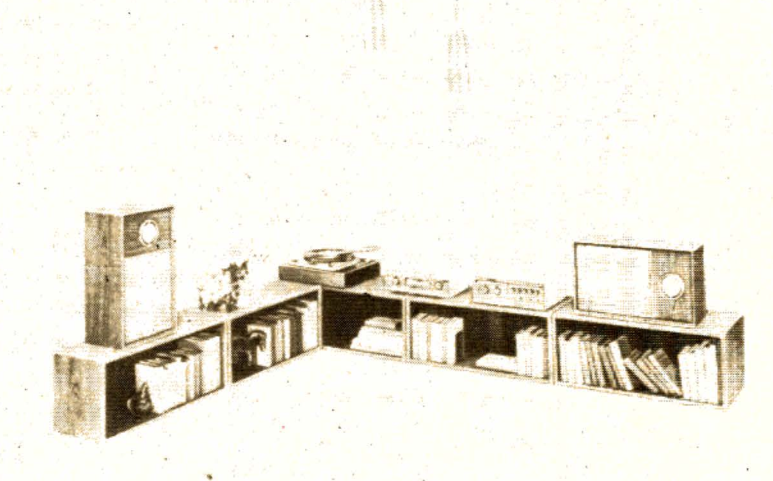


En mai 1947, conscient du développement à venir de la haute-fidélité, le groupe de presse Radio Magazines, dont le siège se trouve à Mineola (E-U), lance la revue Audio Engineering. Son responsable de publication est C.-G. Mac Proud (« Publisher ») et le premier rédacteur en chef J.H. Botts (qui donnera, à sa mort, en 1949, son nom à la médaille décernée chaque année par l'A.E.S.). Cette nouvelle publication est d'abord orientée vers un public de constructeurs amateurs et de professionnels. Les premières publications, en 1949, concernent l'amplificateur Williamson – rebaptisé, pour la circonstance, « the musician amplifier » –, puis l'amplificateur ultra-linéaire de MM. Haffler et Keroes. Au début de l'année 1948, Audio Engineering reçoit, par lettre, l'annonce de la formation de l'A.E.S. Si bien qu'en 1954, après la création du J.A.E.S Audio Engineering se réoriente vers un public plus large, moins spécialisé ; et, pour symboliser cette évolution, change de nom : Audio Engineering devient Audio tout court. Du reste, les couvertures de la revue reflètent exactement le chemin parcouru : très professionnelles jusqu'en 1954 (la première couverture est consacrée à N.C. Pickering et à son phonolecteur professionnel), elles deviennent ensuite mi-techniques, mi-commerciales, (« grand amateur » pour tout dire, en présentant des photos d'installations particulières par exemple), pour privilégier dernièrement – avec le rachat de la publication par C.B.S. – Le seul aspect commercial grand public. Un détail qui en dit long sur le rôle précurseur joué par la revue : en 1950 déjà, Audio fait paraître un encart spécialisé... titré Vidéo Engineering ! Malheureusement cette innovation tournera court. Elle suscite peut d'intérêt, et l'expérience s'interrompt quelques mois plus tard.

fet stéréophonique était, plus ou moins, estompé (cela excitait la verve des caricaturistes du « Punch » britannique, représentant une séance d'écoute d'enregistrements stéréophoniques, dans un salon du meilleur monde, où les invités étaient juchés sur une échelle verticale, afin de se placer tous en position idéale). Quoi qu'il en soit, B.B. Bauer tentait de surmonter une difficulté réellement ressentie (quel est l'intérêt de la stéréophonie, si elle n'est perçue – sauf écoute au casque – que par quelques auditeurs ? Quelle place fait-elle à la convivialité ?). Comme toujours, B.B. Bauer étudie la question avec son habituelle compétence et, tenez-vous bien, propose une solution pratique, élargissant l'aire d'écoute stéréophonique agréable, grâce à des haut-parleurs utilisés en dipôles acoustiques au-dessus de 250 Hz (sur écrans plans ; les axes formant entre eux un angle voisin de 120°), complétés pour le registre grave de un ou deux haut-parleurs omni-directifs (la « triphonie » est déjà mise en avant). Les constructeurs actuels, qui reviennent aux écrans plans, pour restituer les registres médium et aigu, ont-ils retrouvé la recette de B.B. Bauer, ou puisé leur inspiration dans un « J.A.E.S. » datant de 1960 ?

« Stereo as an Integral System », par N.H. Crowhurst (ancien collaborateur de « Tannoy » en Angletere, puis brillant ingénieur-conseil, en électro-acoustique, aux USA) : Pour Mr Crowhurst, on ne peut séparer en stéréophonie la prise de son de la restitution sonore si le but recherché est d'obtenir une bonne localisation spatiale, associée à une ambiance satisfaisante. Ce qui convient au théâtre ou au cinéma est à prohiber pour de petites salles d'écoute. Lui aussi, travaille à partir d'un copieux matériel expérimental et, lui aussi, n'est pas hostile au canal grave unique, au-dessous de 250 Hz. Ce sont les fréquences du bas et du haut médium qui véhiculent principalement l'information spatiale. Mais il insiste beaucoup sur l'importance de la régularité de courbe de réponse des haut-parleurs : l'effet stéréo est plus convaincant avec une réponse régulière et un aigu insuffisant, qu'avec une réponse irrégulière et plus étendue. La réponse dans l'extrême aigu, si elle est régulière et légèrement directive, est bénéfique. Si la réponse dans l'aigu est non directive, elle contribue à la vérité sonore ; mais très peu à l'effet stéréophonique.

« The design of a double cardioïd stereophonic microphone », par A. Jamroz (Northern Electric Cy). Article curieux car ce spécialiste des microphones de la firme canadienne Northern Electric Cy semble avoir été totalement oublié. L'idée était pourtant séduisante : travailler avec deux microphones cardioïdes quasi-coïncidant obtenus, très simplement, en combinant, par somme et différence,les tensions de sortie de



General Electric Bookshelf Speaker System—Superior in the four vital areas

No matter how good your other components, what you ultimately hear from your stereo system will be no better than your speakers. For this reason, exceptional care should be exercised in speaker selection. The important things to watch for are **size** (remember, you'll need two), **bass sound power level, high frequency performance**, and **appearance.** Appearance is especially important in speakers because they form an integral part of your room decor.

Size: General Electric's Model G-501 Bookshelf Speaker System brings you G.E.'s famous Extended Bass performance in an ultra-compact one cubic foot enclosure ideal for stereo. It measures only 9¼" x 13" x 22".

Bass: This dramatic new design provides up to four times the bass power output of conventional speakers in comparable enclosures. Low frequency response is unusually full and clean thanks to the G-501's sealed enclosure and high-compliance woofer.

Treble: A new 3-inch tweeter achieves maximum dispersion of highs for full stereo effect. A special cone and voice coil extend response, while the dome improves reproduction at high volume levels.

Appearance: The compact, distinctively styled enclosure is handsomely finished on all four sides so that it may be used on either end or either side to fit almost any room setting. Grille cloth designs are individually patterned for each of four genuine wood veneer finishes — walnut, ebony and walnut, mahogany, cherry. **$85.00** (manufacturer's suggested retail price, slightly higher in the West). Other complete speaker systems at **$57.95** and **$129.95**. **General Electric Company, Audio Products Section, Auburn, N. Y.**



GENERAL ELECTRIC

Les plus grands constructeurs de matériels électrique et électronique se sont intéressés à la haute-fidélité ; pour s'en dégager cependant très rapidement. C'est le cas de General Electric qui commercialise ici un type d'enceinte acoustique dont l'esprit comme la forme connaîtront un certain succès : modèle à deux voies, en enceinte close – c'est l'ère de la « suspension acoustique » –, peu profond (c'est le « Waffer Speaker »), destiné à être accolé au mur et dont seul le haut-parleur grave est dissimulé au regard. S'il nous souvient bien, le modèle Celeste de Kef reprenait les mêmes principes. Chose intéressante, la publicité ne semblait pas encore accorder une importance démesurée au nombre de voies et à la sacro-sainte puissance. Il n'en est nulle part fait mention ici.

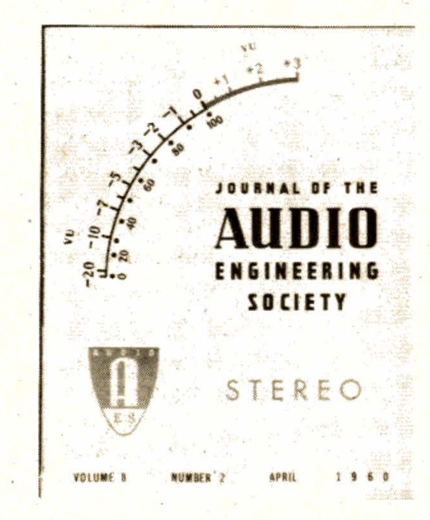


Sony est certainement l'une des firmes japonaises les plus anciennement installées dans le domaine de la haute-fidélité. Créée en 1945, au lendemain de la deuxième guerre mondiale, elle commercialise sa première bande magnétique et son premier magnétophone en 1950. Et le premier magnétophone stéréophonique grand public de la marque date de 1955. De plus, c'est en 1958 que Sony s'installe aux Etats-Unis. L'importateur (?) semble en être Superscope, futur propriétaire de Marantz. Sony, ici, promotionne essentiellement du matériel de prise de son, domaine dans lequel son expérience est importante puisque, en 1952, elle fut la firme retenue pour développer toute la partie audio de la première station de radiodiffusion stéréophonique de la N.H.K, la Japan Broadcasting Corporation, la B.B.C. japonaise en quelque sorte.

deux capteurs logés dans un même boîtier de faible volume : l'un électrodynamique, à bobine mobile, au diaphragme horizontal, à la partie inférieure – position privilégiée pour l'omnidirectivité – l'autre, à ruban, au-dessus, coaxial au précédent ; le plan du ruban étant orienté vers le centre de la source. Sous réserve que les sensibilités des deux capteurs soient égales, on obtient ainsi l'équivalent de deux microphones cardioïdes opposés (d'autres diagrammes de directivité étaient possibles, en variant l'apport des deux capteurs). Bien que ce fut ingénieux et les résultats expérimentaux satisfaisants, il n'apparaît pas que ce microphone composite ait eu beaucoup de succès (il est vrai que les « rubans » ont souvent été desservis par leur fragilité).

Passons sur la copie accélérée, à près de 4 m/s de bandes stéréo 4 pistes par Ampex ; sur l'aménagement très complet d'un studio de prise de son par M.T. Putnam (« United Recording Corp. ») avec console modulaire (à tubes électroniques) équipée pour la stéréo, aux commandes presque ascétiques (comparées aux habitudes actuelles), pour terminer avec la conclusion d'un article de E.P. Skov (« Fairchild Recording Corp. ») consacré à l'étude, extrêmement tâtillonne, d'un préamplificateur phonographique mono et stéréo d'utilisation professionnelle (pour lignes 150 ou 600 ohms) : « La conception d'un amplificateur est un art ancien, dont on peut attendre d'excellents résultats, à l'expresse condition de ne jamais oublier la nature du signal, que chaque étage devra traiter ». Il semble que ce sage précepte ait parfois été oublié au cours de récentes années passées ; s'en souvenir aurait pu éviter bien des ennuis.

Somme toute, nos anciens n'étaient pas aussi vieux jeu qu'on voudrait parfois le faire accroire. Leurs problèmes sont toujours actuels et ils ne s'en tiraient pas si mal !



C'est vers la fin des années 40 que commence à s'organiser l'Audio Engineering Society. A sa naissance président quelques grands noms de l'époque, dont C.G. Mac Proud et Norman C. Pickering. Et dès 1949 le premier congrès de l'A.E.S. se tient à New York. Qualifié d'« Audio Fair » (nom malheureusement non déposé, ce dont l'A.E.S. ne s'est jamais consolée), il réunit une quarantaine d'exposants qui se livrèrent à des démonstrations comparatives entre audition directe et restitution après enregistrement. Ce fut un succès et la notoriété de l'A.E.S. grandit (l'organisation est maintenant représentée dans 71 pays) en même temps que le nombre de ses adhérents : 722 en 1949, 2 000 en 1957 et plus de 15 000 aujourd'hui. En conséquence, les Congrès, traditionnellement réunis à New York, se sont décentralisés : un autre a lieu chaque année à Los Angeles et un troisième en Europe, organisé à chaque fois dans une ville différente. Les premières publications de l'A.E.S. eurent pour support la revue Audio. Mais dès 1953, l'association fonde son propre organe, le Journal de l'A.E.S., financé par des constructeurs membres et diffusé à près de 30 000 exemplaires au rythme de 10 numéros par an. Pour conclure, on ajoutera que l'A.E.S. accorde le titre de « fellow » à ses membres les plus éminents, de Membre d'Honneur aux personnalités des arts et de l'électro-acoustique (Pierre Boulez fut ainsi le premier distingué), et décerne des médailles en récompense des travaux les plus importants accomplis dans le domaine audio.

LE COMBINE AMPLI-TUNER-MAGNETOPHONE

KENWOOD KRX 5L



enregistrement automatique
recherche sur cassette
trois gammes d'ondes: PO-GO-FM

LORS du Festival du Son 1981, nous avons vu apparaître une nouvelle génération d'ampli-tuner. L'ampli-tuner avec magnétophone à cassette intégré. Cette génération d'ampli-tuner était un peu tombée en désuétude, les amateurs de Hi-Fi leur préférant les éléments séparés. Vint la mode du Rack, toujours en vigueur, puis celle de la mini-chaîne elle aussi d'actualité. Ces systèmes, puisqu'on les appelle ainsi, rassemblent en fait un amplificateur, son préamplificateur souvent intégré, un tuner, indispensable pour recueillir les émissions radio un tourne-disque et pratiquement tout le temps : un magnétophone à cassette, composant devenu très courant par son aspect pratique et la grande souplesse d'enregistrement qu'il permet.

On pourrait penser que l'accumulation des fonctions dans un ampli-tuner-magnétophone nuise à la facilité d'emploi, ici, chez Kenwood, il n'en est rien, le constructeur a simplifié au maximum l'emploi de son KRX 5L comme nous allons le voir. S'agit-il ici d'un appareil dont l'électronique aurait été sacrifiée ? Certainement pas !

Présentation

Le KRX 5L est réellement un appareil compact. Il mesure en effet 44 centimètres de large pour 11,3 cm de hauteur et 37, 1 cm de profondeur. Il trouvera donc aisément un logement, à côté de l'indispensable tourne-disque avec lequel il permettra de constituer une chaîne complète.

L'appareil n'est pas très haut, le logement de la cassette s'ouvre sur la gauche de la façade. Le clavier de défilement a été reporté sur sa droite, au-dessus de celui-ci, on trouvera un petit synoptique, très à la mode en ce moment.

Sur la gauche de ce dessin, nous trouvons un indicateur de niveau RF qui ne possède que trois diodes LED, puis un voyant stéréo et une petite échelle de fréquences à trois gammes.

Le potentiomètre de volume s'étire au-dessus de quelques touches de fonctions. Les potentiomètres de grave et d'aigu sont cachés un peu plus bas ; enfin, tout en bas, nous trouverons de toutes petites commandes, pas toujours très faciles à manipuler comme un sélecteur de type de bande, et encore quelques touches. Enfin, nous trouverons ce qui est cher au peuple japonais : une entrée-micro, mélangeable à la musique, une entrée qu'apprécieront les musiciens.

Si nous ne parlons pas d'indicateur de niveau d'enregistrement, c'est tout simplement parce qu'il n'y en a pas. Une initiative heureuse pour l'utilisateur mais pas pour la personne chargée des mesures... on ne sait jamais où l'on en est !

Les fonctions

Nous commencerons par signaler que la balance n'existe pas ici. Attention par conséquent à la géométrie de votre installation.

Le tuner possède trois gammes de fréquences dont les grandes ondes et la MF en stéréo.

L'antenne cadre ferrite orientable de la MA n'a pas été oubliée. Pour la MF, on disposera soit une antenne intérieure 300 Ω soit d'une 75 Ω qui entrera sur une prise coaxiale.

La commande d'accord se fait par un bouton et une ficelle, le volant d'inertie a été réduit à sa plus simple expression, une bien mince rondelle. Si vous êtes bricoleur, collez donc quelques masselottes de plomb sur ce disque !

Le réglage de niveau d'enregistrement est automatique, c'est une formule pratique. Rien à régler, que l'on enregistre un disque ou la radio.

Une entrée auxiliaire permettra de brancher un autre lecteur de cassette ou une autre source musicale.

Les sorties sont au nombre de quatre mais il n'est pas possible de mettre deux paires d'enceintes en parallèle, bien que l'impédance de sortie soit de 4 Ω.

Le magnétophone possède un système de recherche automatique de début de programme, cette recherche automatique est en partie là pour suppléer à l'ab-

sence de compteur, une absence qui est très rare !

Le clavier est à touches assez sensibles, ce qui lui donne un grand confort de manipulation. Cette mécanique est à deux moteurs, le passage d'une fonction à l'autre est très rapide. La mise en place des têtes est confiée au cabestan mais le retrait est instantanné. Nous n'avons pas ici de temps mort, contrairement à d'autres mécanismes moins élaborés. Il était important de le signaler.

La technique : Organisation générale

La première source de cet ensemble est le tuner. Le signal entre sur diverses prises d'entrée d'antenne et sur un cadre. Le tuner est accordé par un condensateur variable, ce qui interdit les stations préréglées sans dispositif électronique et mécanique complexe.

Le premier étage RF est à transistor à effet de champ. Il est suivi d'un convertisseur oscillateur, réalisé en circuit hybride. La FI sort sur un transfo pour arriver, au travers de deux filtres céramiques, sur un de ces circuits intégrés complexes permettant de réaliser une multitude de fonctions. Ce circuit est un HA 1137. Il comporte un étage FI, un démodulateur MF, un étage de commande de S mètre, un amplificateur de bruit pour commande de silencieux.

L'indicateur de champ est ici constitué par trois diodes LED montées en série et placées en parallèle sur trois résistances de différentes valeurs. Le tout est commandé par un transistor. C'est simple, et pas cher...

Le démodulateur stéréo est un HA 1196, comme le 1136, il est fabriqué par Hitachi. Ce décodeur est suivi de filtres passe-bas.

Le tuner existe en deux versions. celle pour l'Europe bénéficie d'un circuit avec grandes ondes. La commutation de cette gamme se fait par un module auxiliaire commuté par relais.

Le tuner est essentiellement construit autour d'un unique circuit intégré, un LA 1245 de Sanyo. Ce circuit comporte un étage amplificateur RF à gain variable, un oscillateur à niveau constant, un circuit indicateur de champ, un amplificateur FI et un détecteur MF. Le filtrage FI se fait par un filtre LC et céramique.

Toutes les sources sont orientées vers un circuit de commutation.

Le préamplificateur phono utilise un circuit intégré double, il est associé à un circuit de contre-réaction permettant de modeler la courbe suivant la norme RIAA.

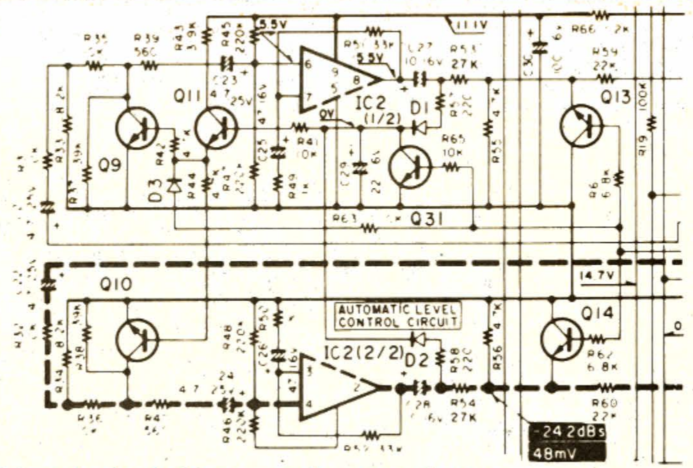


Fig. 1. – Schéma du circuit de commande automatique.

L'entrée auxiliaire se fait directement sur le potentiomètre de volume, potentiomètre associé à une commande physiologique.

Au niveau du potentiomètre de niveau et des commutateurs se trouve le mélangeur micro, un préamplificateur remonte le niveau du micro et dirige le signal vers l'ampli de puissance. Ce signal mélangé peut également être enregistré sur le magnétophone.

L'amplificateur de puissance est scindé en deux parties, une pour les étages à bas niveau, l'autre pour ceux de puissance. Le correcteur de timbre est associé aux étages de puissance, c'est une formule chère à Kenwood.

La prise de casque de façade est reliée à un interrupteur qui coupe automatiquement les haut-parleurs lorsque le casque est en service.

Le magnétophone, occupe sur ce synoptique, une grande surface.

Tout en bas, nous avons la partie « microprocessorisée ». Elle est construite autour d'un microprocesseur. Tout d'abord, ce composant est relié au clavier. La touche d'éjection de la cassette est en parallèle sur la touche d'arrêt ce qui permet une éjection, quel que soit le mode de fonctionnement de cette section. Le microprocesseur peut également commander l'enregistrement automatique à partir d'une minuterie externe. Le magnétophone partira soit en lecture, si on désire la fonction réveil, soit en enregistrement si on veut, au contraire, un enregistrement automatique, par exemple à partir de la radio.

Le circuit intégré commande par transistors les électro-aimants de lecture et de pause. Il est aussi relié à la sortie d'un détecteur à effet Hall. Ce détecteur est placé devant un aimant qui tourne, entraîné par la bobine réceptrice de bande. Ce détecteur agira sur l'arrêt en cas de

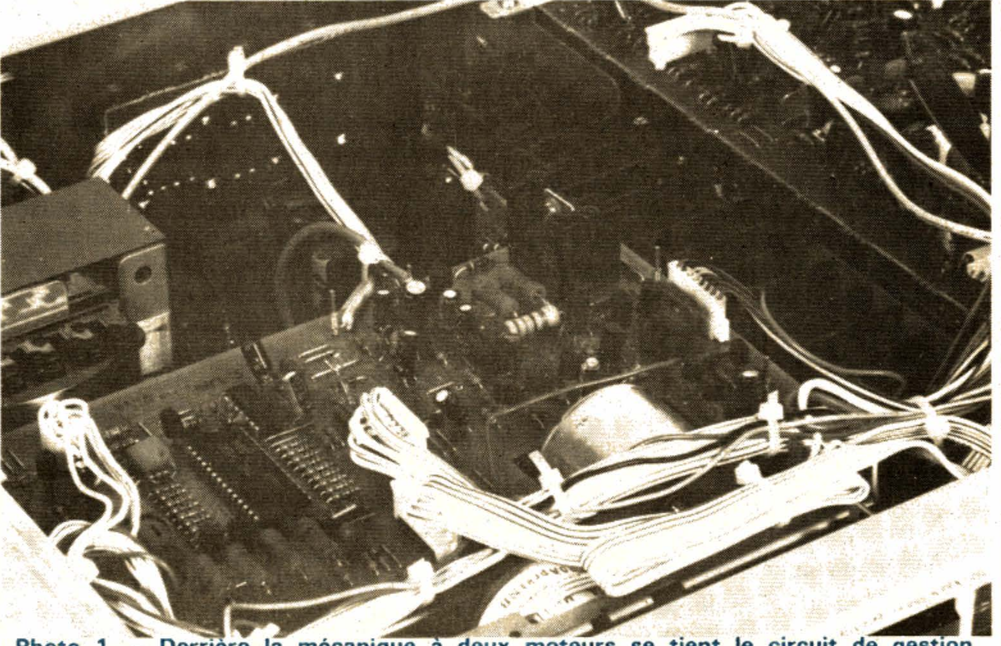


Photo 1. – Derrière la mécanique à deux moteurs se tient le circuit de gestion mécanique à microprocesseur.

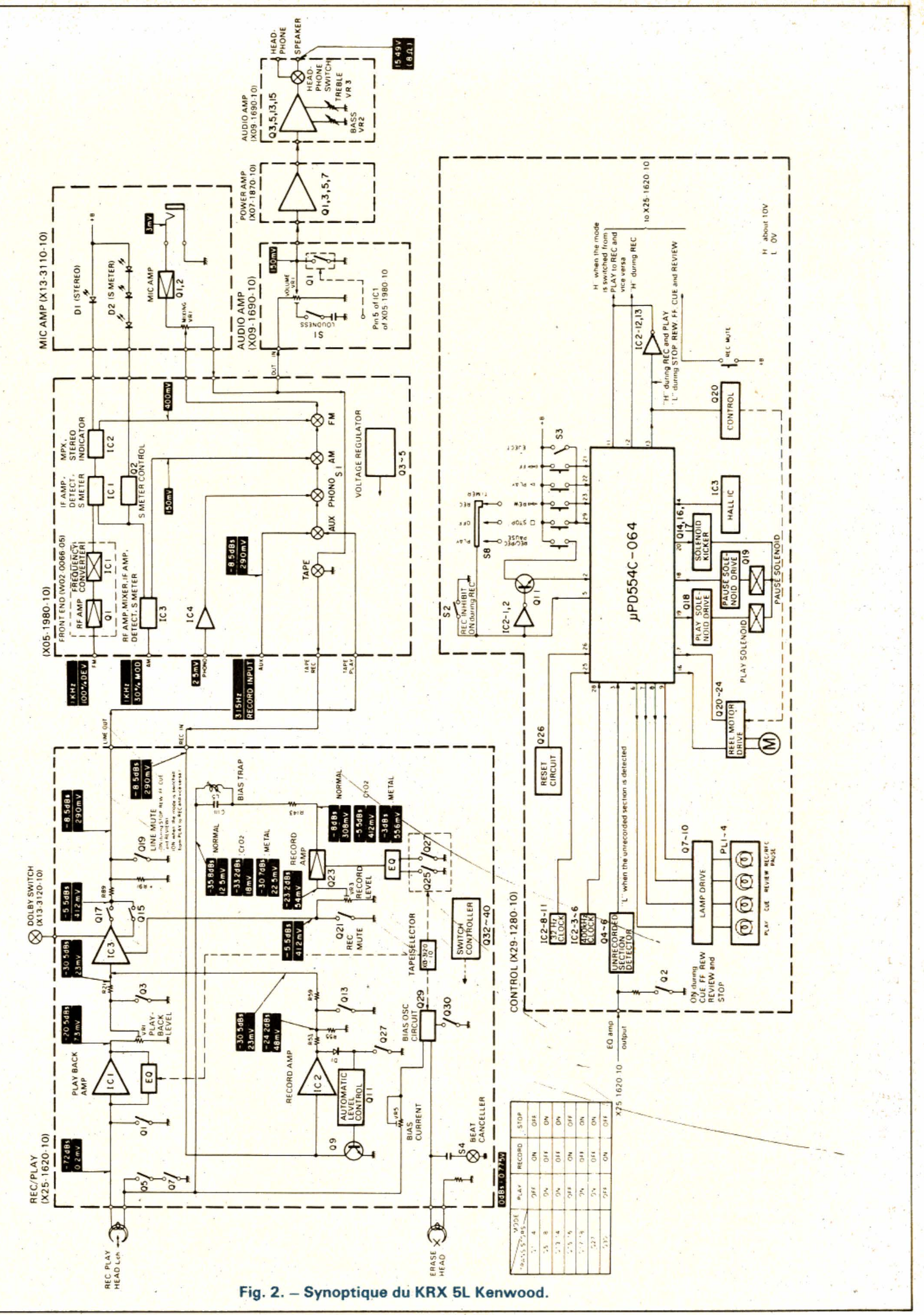


Fig. 2. – Synoptique du KRX 5L Kenwood.

blocage de la bobine réceptrice. Il commande aussi le silence de l'enregistrement qui permet de faire fonctionner le dispositif de repérage des morceaux, dispositif qui exploite le blanc entre deux interprétations. Pour le repérage, on enfonce la touche de lecture puis celle de recherche en avant ou en arrière. Le microprocesseur déclenche alors un cycle de recherche en exploitant ce que lit la tête de lecture. Une fois le blanc trouvé, le magnétophone recherche le début exact de l'enregistrement le micro s'arrête.

Le microprocesseur est piloté par deux oscillateurs, l'un à 32 Hz pour donner la cadence, l'autre à 400 kHz pour le fonctionnement interne du microprocesseur.

La partie enregistrement commence avec la sélection des sources, cette sélection est opérée depuis l'amplificateur. Le signal arrive à haut niveau sur l'amplificateur d'enregistrement que nous verrons en détail un peu plus loin. Il arrive alors sur le réducteur de bruit Dolby B avant d'atteindre l'amplificateur d'enregistrement. La correction d'enregistrement est confiée à des circuits commutés par transistors. On trouvera d'ailleurs, sur l'ensemble de ce magnétophone, de nombreux transistors utilisés en circuit de silencieux (Muting). Ces transistors mettent le signal audio à la masse lorsqu'on leur envoie un courant de base.

Le circuit de commande automatique de niveau d'enregistrement (fig. 1)

L'amplificateur d'enregistrement est constitué de IC_2, chaque moitié de cet amplificateur étant utilisée pour chaque voie. Le signal entre dans l'amplificateur et ressort par la borne 8 (ou 2). Il arrive sur l'anode de la diode D_1 où l'alternance positive va charger le condensateur C_{29}. La tension du second amplificateur est également redressée, par D_2 et charge également le condensateur. Cette commande commune permet d'agir simultanément sur les deux canaux afin d'éviter un déséquilibre de l'image stéréophonique. La tension est transmise à la base de Q_{11}. Le courant de sortie de Q_{11} est dirigé, par les résistances R_{42} et R_{44} vers la base de Q_9 et de Q_{10}. Ces transistors fonctionnent alors en résistance variable et shuntent le signal. Ce signal arrive sur C_{21} et C_{22} avec un niveau équivalent au niveau ligne. Pour éviter une trop forte distorsion, on est obligé d'atténuer de façon importante le signal. Le pont de résistances est constitué d'une résistance de 110 kΩ et d'une de 8,2 kΩ. La tension traitée par la résistance variable est d'une dizaine de millivolts.

Le gain du préamplificateur est de 33, ce qui nous donne une tension de sortie de 330 mV (eff.). La tension de crête est d'un peu moins de 0,5 V, ce qui nous amène au seuil de conduction de la diode.

Pour que la commande automatique de niveau entre en service, il faudra toutefois que la tension de charge du condensateur dépasse deux fois la tension de seuil des transistors Q_9 et Q_{11}, La commande automatique de niveau n'entrera en service que pour une tension supérieure à la sensibilité d'entrée nominale de l'appareil.

Le temps de retour est long, nous avons mesuré une remontée du gain de 1 dB en 6 à 7 secondes. Ce circuit sera efficace pour l'enregistrement de morceaux à dynamique réduite, il peut être gênant pour l'enregistrement d'un disque, si par exemple on laisse trop brutalement retomber l'aiguille sur le disque. La tension ainsi produite provoquera la mise en service du limiteur de niveau.

Réalisation

La réunion de trois appareils dans un boîtier commun montre que l'opération peut être menée avec succès, tout en laissant un accès relativement facile à l'électronique. En démontant des tuners, des magnétophones, nous nous rendons souvent compte de la place perdue. Ici, la place ne manque pas mais l'appareil est bien rempli.

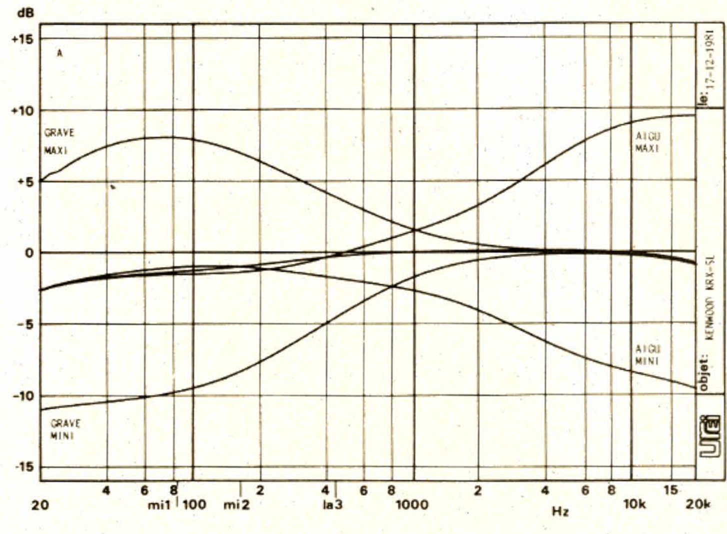
L'amplificateur de puissance et le tuner sont plaqués au fond de l'appareil. Le circuit électronique audio de magnétophone a été installé au-dessus du tuner sur des charnières en matière plastique souple.

L'électronique logique est au-dessus de la mécanique, à proximité du transformateur d'alimentation. Ce dernier est dûment blindé, par du cuivre et par une ceinture magnétique. C'est indispensable pour obtenir de bonnes performances au niveau du bruit de fond.

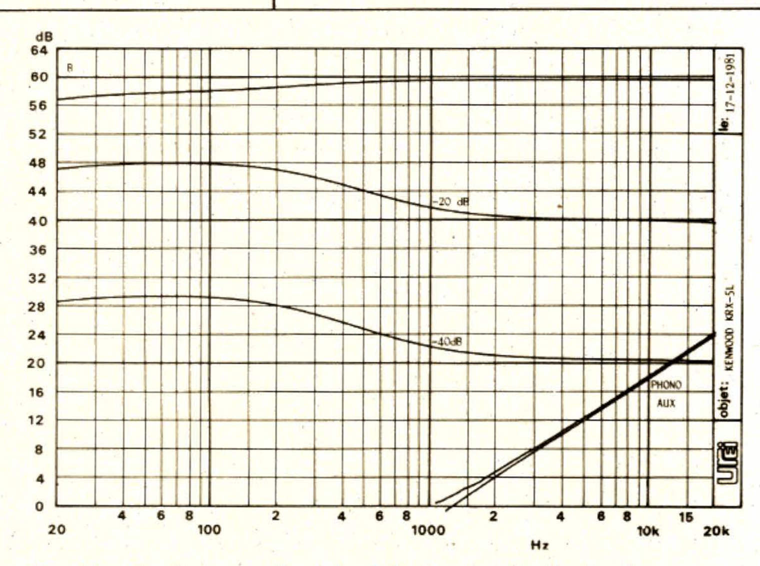
Les interconnexions se font par des câbles plats qui aboutissent à des connecteurs verrouillables (c'est l'extrémité dénudée des fils qui entre directement dans le support, on renforce ensuite l'action des contacts à ressort par une pièce plastique).

Les transistors de puissance sont montés chacun sur un radiateur individuel. La compensation thermique se fait sur un seul radiateur, il n'y a d'ailleurs aucune raison pour que l'autre radiateur soit à une autre température.

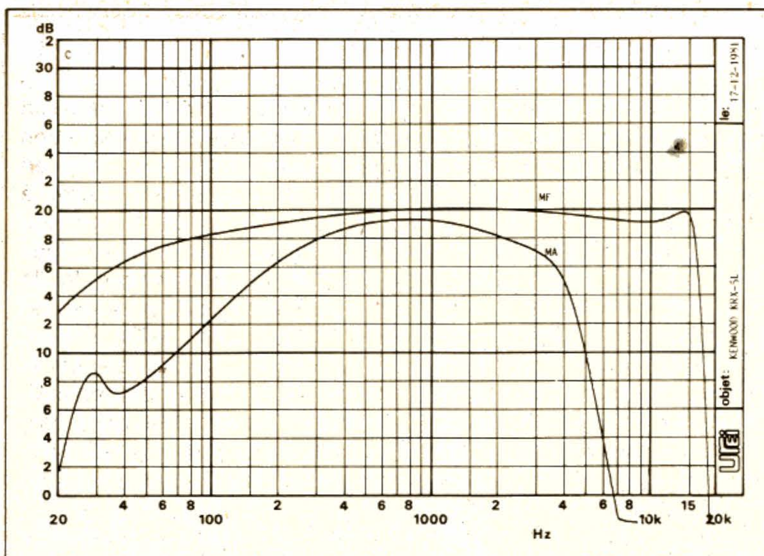
La face avant associe le métal et la matière plastique, cette matière plastique manque d'appui, en commandant les touches du clavier, on enfonce la façade (elle revient tout de même en place ! Heureusement, ces touches sont dites « douces », il n'est donc pas nécessaire d'appuyer fort...



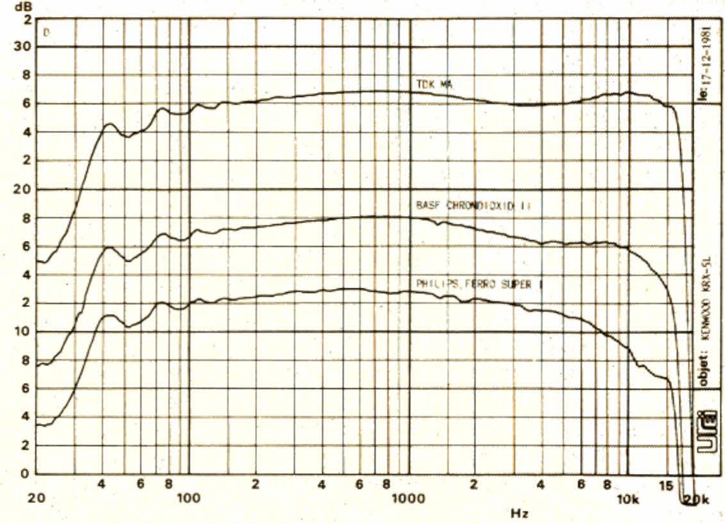
A. – Courbes d'efficacité du correcteur de timbre.



B. – Courbe de correction physiologique et de diaphonie.



C. – Courbes de réponse en fréquence du tuner MA et MF.



D. – Courbe de réponse en fréquence avec les trois types de bande.

Mesures

Commençons avec l'amplificateur de puissance dont nous avons mesuré la sortie sur charge de 4 et 8 Ω.

Les deux canaux en service, la puissance par canal disponible sur 8 Ω est de 32,4 W. Une seule voie en service, cette puissance passe à 40,9 W.

Sur charge de 4 Ω, les deux voies en service, nous avons mesuré 40,3 W, avec une seule voie, la puissance maximale est identique, la limitation de puissance étant due à un circuit interne.

Le taux de distorsion harmonique, mesuré à pleine puissance sur 8 Ω est de moins de 0,02 % à 1 kHz, de 0,05 % à 50 Hz et 10 kHz.

Sur charge de 4 Ω, le taux de distorsion harmonique est de 0,06 % à 1 kHz et à 50 Hz, il passe à 0,07 % à 10 kHz.

Le taux d'intermodulation SMPTE est de moins de 0,01 % sur 8 Ω et de 0,1 % sur 4 Ω, ce sont d'excellentes performances.

La sensibilité de l'entrée phono est de 2,6 mV, la tension de saturation est loin : 145 mV, ce qui est très suffisant.

Le rapport signal/bruit est de 73 dB non pondéré pour une sensibilité ramenée à l'entrée de 5 mV.

L'entrée auxiliaire a une sensibilité de 180 mV, elle n'est pas saturable. Son rapport S/B est de 90,5 dB.

Ces deux chiffres sont en accord avec le niveau technique actuel en production de grande série.

La sensibilité du tuner est de 1,25 microvolt pour un rapport S/B de 26 dB. Le seuil d'intervention du silencieux est de 2 μV.

Le rapport signal/bruit de ce tuner MF pour 1 mV d'entrée est de 67 dB sans pondération et de 69 dB avec pondération. C'est bon.

Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,15 %, un résultat correct.

La précision de vitesse est de + 1 % nous avons vu mieux.

Le temps de bobinage d'une cassette C60 est de 71 secondes ce qui n'est pas mal du tout.

La mesure des performances du magnétophone pose quelques problèmes compte tenu de la présence d'une commande automatique de niveau d'enregistrement.

Nous avons envoyé sur cet appareil un signal situé 12 dB au-dessus du niveau nominal, de façon à être pratiquement à la limite d'entrée en service du limiteur.

La bande de type I est une Philips Ultra-ferro, la type II une Chromdioxid II de BASF et la IV une TDK MA.

La cassette de type I donne un niveau de distorsion par harmonique 3 de 0,3 %. Le rapport signal/bruit, pondéré, avec Dolby B est de 64,5 dB ;

Pour le type II, la distorsion est de 1,2 %, le rapport S/B de 63 dB.

La cassette Metal donne également 1 % de distorsion et un rapport signal/bruit de 61,5 dB.

Passons maintenant aux courbes de réponse :

Le réseau A est classique, il donne la courbe d'efficacité du correcteur de timbre.

Le réseau B donne l'action du correcteur physiologique, ici, l'action est limitée au registre grave, c'est une simplification du correcteur classique.

La courbe B donne également la diaphonie relevée sur les entrées phono et auxiliaire, elle est excellente.

Le réseau C donne la réponse du tuner MA et MF.

Sur l'ensemble de courbes D, nous avons la réponse en fréquence avec les trois types de bande, ce réseau montre que cette courbe de réponse est satisfaisante, particulièrement pour la cassette Métal.

Donc, dans l'ensemble, les mesures sont bonnes. Nous nous trouvons devant un appareil qui montre que les performances d'un compact peuvent être d'un niveau de qualité comparable à celui d'une chaîne à éléments séparés, nettement plus encombrante.

Conclusions

Réunissant trois fonctions importantes dans une chaîne Hi-Fi, le KRX-5L de Kenwood se situe dans une nouvelle catégorie de produits, des produits combinés avec lesquels il faut associer une paire d'enceintes et un tourne-disque.

L'appareil est servi par une présentation originale où les commandes des trois appareils sont mélangées et, malgré ce mélange, on ne se perd pas. Kenwood ayant eu le bon goût de ne conserver que les fonctions essentielles à l'amateur de musique.

Il réunit bon nombre de fonctions utiles comme l'entrée micro, accessoire, mais intéressante tout de même. Le clavier presse-bouton du magnétophone est agréable à manipuler, ainsi que le dispositif de recherche automatique des débuts d'un morceau, sans doute plus utile qu'une lecture d'un nombre programmable de morceaux répartis sur toute la bande.

E.L.



Prix scientifique Philips pour les jeunes

BOWERS & WILKINS ET CELESTION

2e PARTIE

OUI A L'INTERFEROMETRIE PAR EFFET DÖPPLER

(Suite voir N° 1675)

NOUS avons abordé dans le numéro de décembre les méthodes de mesures sur les haut-parleurs mises en œuvre par deux firmes spécialisées dans l'électroacoustique et essentiellement dans l'étude des enceintes acoustiques : B & W et Celestion. Tant l'une que l'autre construisent encore elles-mêmes les haut-parleurs qui équipent leurs modèles Hi-Fi, ce qui explique leur démarche et le soin qu'elles mettent à vouloir connaître les performances – y compris les défauts – des transducteurs qu'elles fabriquent.

Comme nous l'avons vu, le montage d'origine est un dispositif existant à l'« Atomic Energie Research Establishment » de Harwell et que tant B & W que Celestion ont adapté à leurs besoins métrologiques particuliers. L'appareillage est relativement complexe, aussi essayerons-nous d'en donner simplement les grandes lignes.

L'interféromètre à laser

Il est bâti autour d'un laser Helium-Néon (fig. 1). La lumière de cette source cohérente est polarisée par passage au travers d'un dispositif opto-électronique approprié (cellule de Kerr) avant d'être concentrée par une lentille sur le point à étudier, à la surface du cône du haut-parleur. Le faisceau réfléchi retraverse la lentille et est mélangé avec un faisceau de référence, dérivé du faisceau principal, avant qu'ils ne soient appliqués ensemble à une paire de photomultiplicateurs qui convertissent le signal optique en signal électrique. Le signal électrique ainsi obtenu est appliqué à un discriminateur qui donne en sortie un signal représentatif de la vitesse de déplacement du point d'impact du faisceau sur la membrane du haut-parleur. Le rôle de la cellule de Kerr est d'une part de laisser passer la majeure partie du

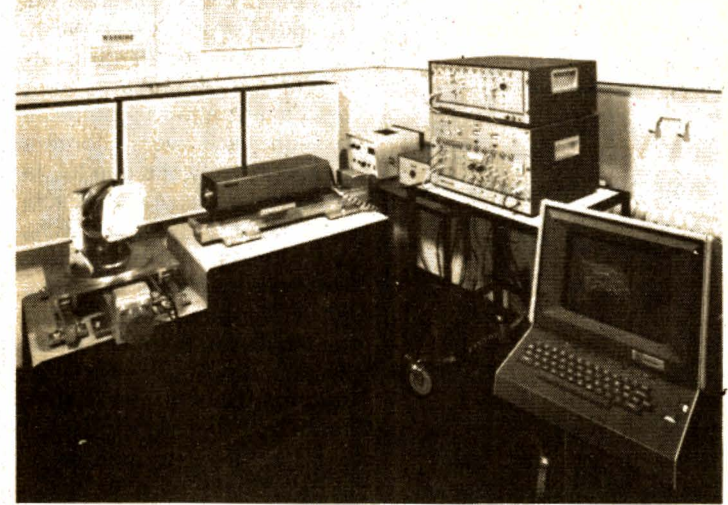


Photo 1. – Le dispositif complet d'interférométrie laser de B & W à Worthing.

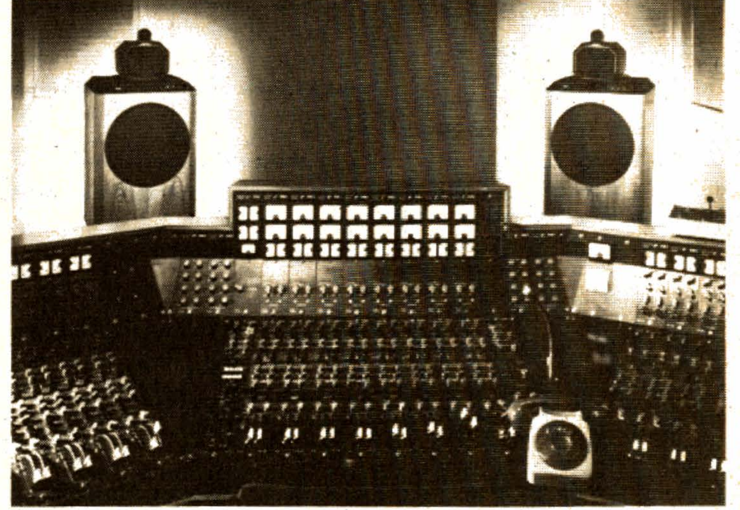


Photo 2. – L'enceinte B & W 801, utilisée comme monitor dans les studios, a bénéficié de l'étude à l'interféromètre laser.

faisceau laser avec sa polarisation initiale, mais également de donner naissance à une composante qui présente deux particularités.

– Elle est polarisée à 90° axialement par rapport au faisceau initial.

– Elle a subi, en même temps, un changement de fréquence très faible, qui fait que sa fréquence est supérieure de quelques MHz à la fréquence du faisceau initial qui, lui, se dirige vers la membrane du haut-parleur (la cellule de Kerr agit comme un modulateur de lumière).

Cette composante, qui constitue ce que nous avons appelé le faisceau de référence, et qui a une intensité de l'ordre de quelques pour cents du faisceau laser, est séparée de ce dernier par un jeu de polariseurs. Son intensité est rendue réglable par interposition d'un polaroïd rotatif sur son trajet, qui comprend en outre un prisme à réfraction totale (dispositif identique à un cathadioptre). Une intensité de l'ordre de 5 à 10 fois l'intensité du faisceau réfléchi par la membrane en mouvement donne les meilleurs résultats. Les lumières de ces deux faisceaux, qui sont polarisées en quadrature ne peuvent, de ce fait, se combiner pour donner des interférences. Le problème d'obtenir des interférences est résolu en envoyant le mélange des 2 faisceaux sur un polariseur dont les axes sont à 45° de leurs polarisations initiales, et qui joue en même temps le rôle de déviateur. Les deux faisceaux, à la sortie de ce polariseur-déviateur, sont alors polarisés suivant la même direction et donnent alors lieu à des interférences. On notera toutefois que les interférences dans l'un et l'autre de ces faisceaux de sortie diffèrent en phase de 180° ce qui est mis à profit en utilisant deux photomultiplicateurs séparés – qui convertissent chacun des faisceaux de sortie en signaux électriques – montés en différentiel et attaquant eux-même un amplificateur monté en différentiel. Cette particularité de montage (système différentiel) donne un avantage : celui d'être moins sensible aux fluctuations d'intensité lumineuse qu'un montage à détection unique.

Mais on peut aussi se contenter, et cela semble être le cas tant pour B & W que pour Celestion, d'un seul photomultiplicateur en appliquant une méthode de battements optiques similaire à celle utilisée en radioélectricité (changement de fréquence). Cette méthode est retenue parce qu'il n'est pas possible, dans la plupart des cas – sauf en faisant appel à des spectromètres optiques à haute résolution du type Fabry-Perrot qui sont des appareils coûteux – de pouvoir détecter des écarts de fréquence de l'ordre de ceux que donnent l'effet Doppler. D'où la nécessité du faisceau de référence de fréquence $f_0 + f_s$, f_0 étant la fréquence du faisceau laser original et f_s la déviation de fréquence ajoutée par la cellule de Kerr qui est de l'ordre de 5 MHz. Quand la membrane du haut-parleur se déplacera, soit vers l'avant à la rencontre du faisceau, soit vers l'arrière dans le même sens que lui, la fréquence du faisceau réfléchi oscillera entre $f_0 - f_D$ et $f_0 + f_D$, $|f_D|$ représentant la variation maximale de fréquence due à l'effet Doppler ; ce qui fait que suivant le sens de déplacement de la membrane, nous aurons soit des battements à la fréquence $(f_s - f_D)$ ou $(f_s + f_D)$ ce qui permettra de discriminer le sens de déplacement de la membrane (fig. 2).

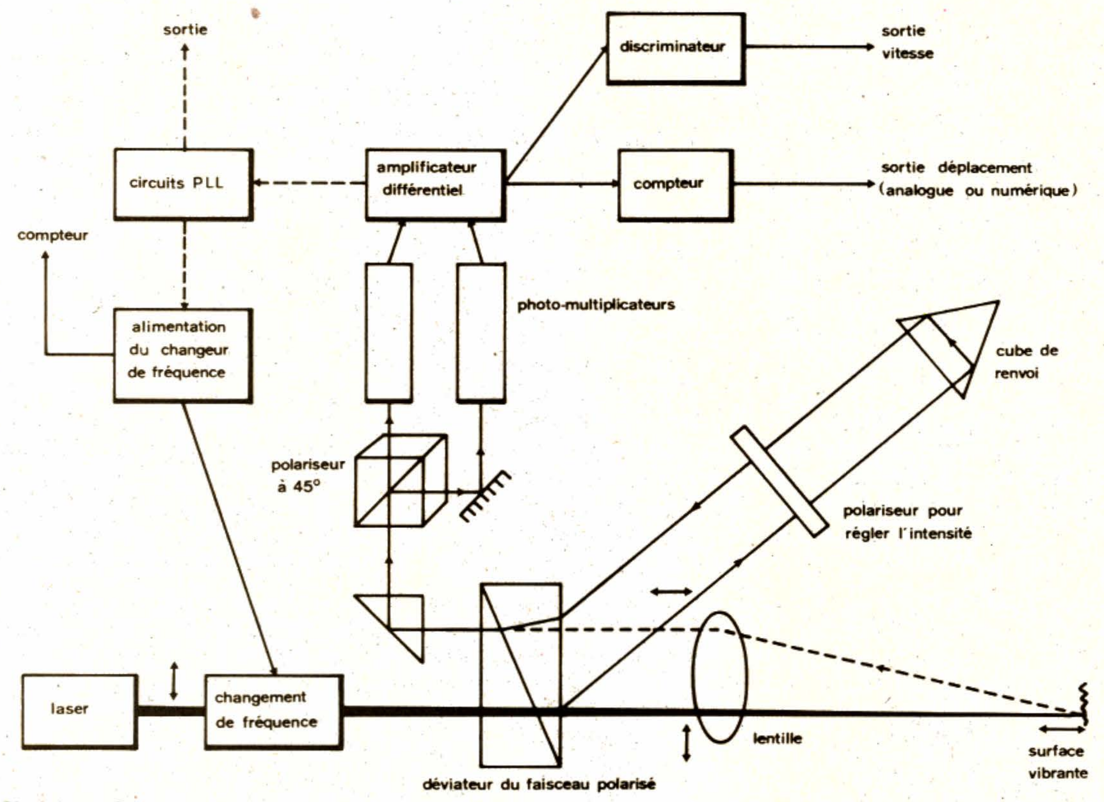


Fig. 1. – Synoptique simplifié du dispositif d'interférométrie laser de l'A.E.R.E. (Atomic Energy Research Establishment) à Harwell.

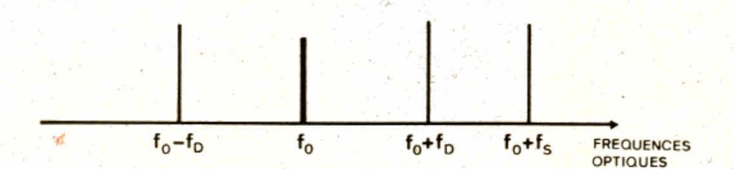


Fig. 2. – Le battement entre la fréquence du faisceau de référence $f_0 + f_s$ et les fréquences Döppler $f_0 + f_D$ (ou $f_0 - f_D$, suivant le sens de déplacement de la membrane) se traduit par l'apparition de fréquences $f_s - f_D$ (ou $f_s + f_D$).

Pour comprendre ce qui se passe ensuite, et toujours s'agissant des battements, il faut se souvenir qu'un photomultiplicateur est un dispositif optoélectronique non linéaire qui donne en sortie un courant proportionnel à l'intensité lumineuse, elle-même proportionnelle au carré du champ électrique. Ce qui fait que si nous avons deux faisceaux lumineux de fréquences différentes f_s et f_D caractérisés par leur champ électrique E_s et E_D, donc de la forme :

$$E_s = E_{0s} \cos (2\pi f_s\, t + \Phi_s)$$

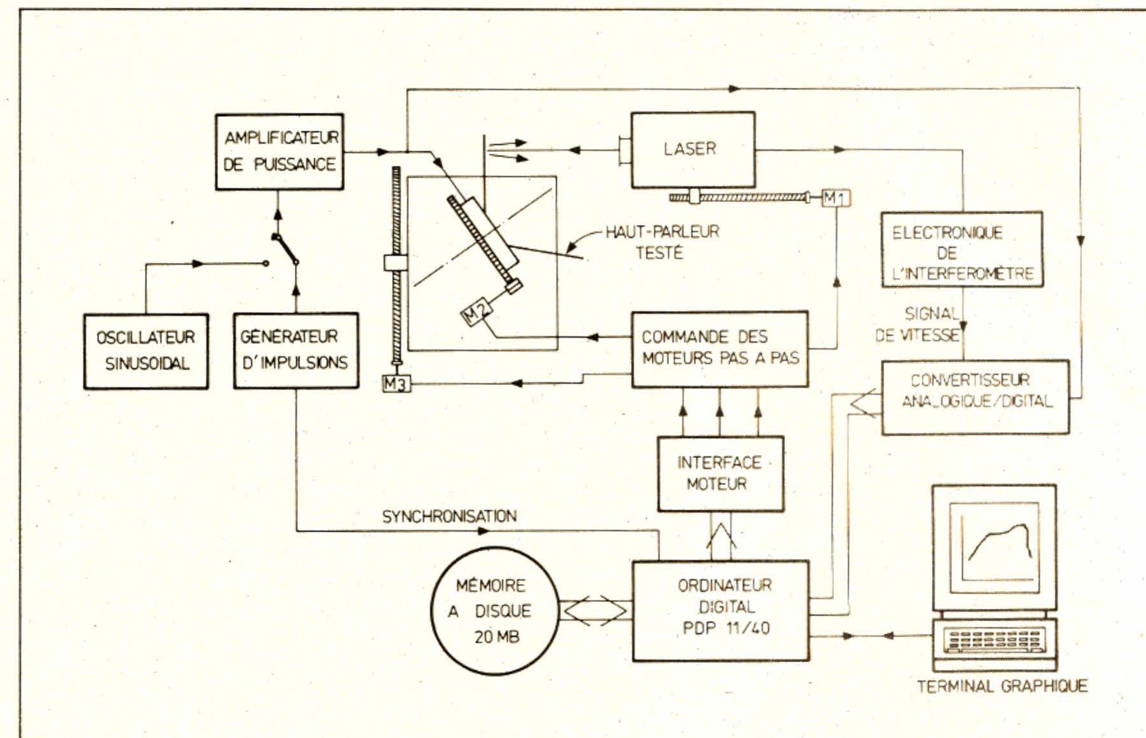
et

$$E_D = E_{0D} \cos (2\pi f_D\, t + \Phi_D)$$

Le courant i (t) à la sortie du photomultiplicateur sera tel que :

$$i(t) = C\,[E_{0s} \cos (2\,\pi\, f_s t + \Phi_s) + E_{0D} \cos (2\,\pi\, f_D\, t + \Phi_D)]^2$$

C étant une constante qui dépend du photomultiplicateur et de sa tension d'alimentation.



Fif. 4. – Synoptique montrant les éléments constitutifs du système électronique de mesure B & W. La tension d'entrée appliquée au haut-parleur à l'étude et la tension de sortie de l'interféromètre, proportionnelle à la vitesse de la membrane, sont toutes deux appliquées, après passage par un convertisseur analogique/ digital, à l'ordinateur. La commande des moteurs pas à pas, qui positionnent le point de la surface de la membrane à étudier, est également reliée à l'ordinateur pour qu'il soit possible de diriger ces moteurs pas à pas à partir d'un programme pré-établi.

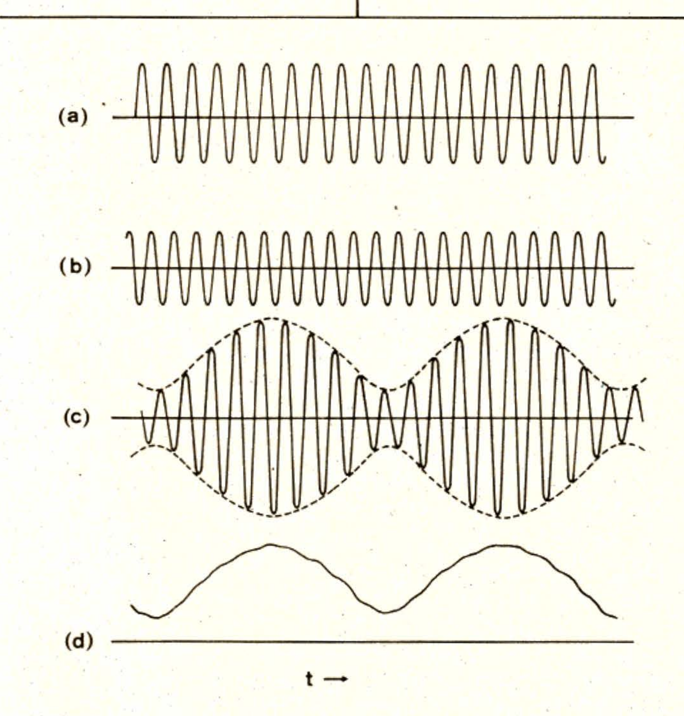


Fig. 3. – Méthode des battements optiques : les ondes (a) et (b) ont pour résultante l'onde (c). A la sortie du photomultiplicateur, par suite de l'élimination des fréquences optiques et de l'effet quadratique du photomultiplicateur, il subsiste (d).

Tous calculs faits, après transformation trigonométrique et aussi en négligeant les termes de fréquence optique qui ne peuvent être observés en sortie sous forme de courant (si un photomultiplicateur a une bande passante qui peut atteindre le gigahertz, celle-ci ne s'étend quand même pas jusqu'aux fréquences optiques), nous obtenons :

$$i(t) = C\,[(E^2_{0s} + E^2_{0D})/2 + E_{0s}\, E_{0D} \cos (2\pi\,(f_s - f_D)\, t + (\Phi_s - \Phi_D))]$$

ce qui montre que le courant de sortie du photomultiplicateur comporte une composante continue, proportionnelle à $(E_{0s}{}^2 + E_{0D}{}^2)$ et un terme en cosinus, donc variable, dont l'amplitude est proportionnelle au produit $E_{0s}\, E_{0D}$ (ou $\sqrt{I_{0s} \cdot I_{0D}}$, I_{0s} et I_{0D} étant les amplitudes de l'intensité des 2 faisceaux). Tout ce processus est résumé figure 3.

Les dispositifs de B & W et Célestion

Les dispositifs simplifiés utilisés par les deux firmes britanniques font l'objet des figures 4 et 5. Ils sont tous deux basés sur les principes et méthodes que nous venons schématiquement d'exposer.

L'analyse du mouvement peut se faire de différentes façons : B & W a choisi un balayage du cône suivant celui suggéré par les coordonnées polaires, c'est-à-dire un faisceau se déplaçant, pour analyser le mouvement, soit suivant un rayon (ou un diamètre) soit suivant un cer-

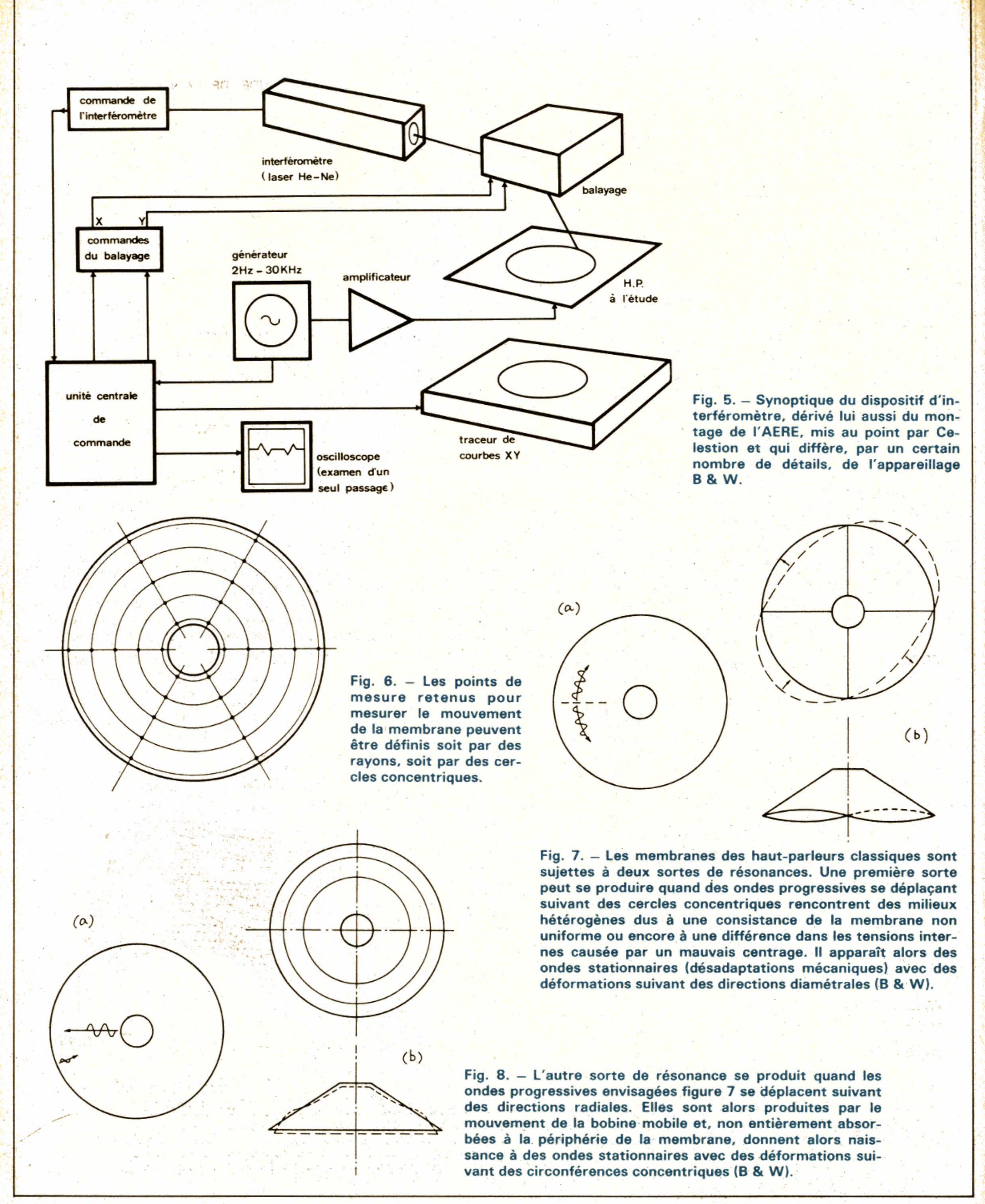


Fig. 5. – Synoptique du dispositif d'interféromètre, dérivé lui aussi du montage de l'AERE, mis au point par Celestion et qui diffère, par un certain nombre de détails, de l'appareillage B & W.

Fig. 6. – Les points de mesure retenus pour mesurer le mouvement de la membrane peuvent être définis soit par des rayons, soit par des cercles concentriques.

Fig. 7. – Les membranes des haut-parleurs classiques sont sujettes à deux sortes de résonances. Une première sorte peut se produire quand des ondes progressives se déplaçant suivant des cercles concentriques rencontrent des milieux hétérogènes dus à une consistance de la membrane non uniforme ou encore à une différence dans les tensions internes causée par un mauvais centrage. Il apparaît alors des ondes stationnaires (désadaptations mécaniques) avec des déformations suivant des directions diamétrales (B & W).

Fig. 8. – L'autre sorte de résonance se produit quand les ondes progressives envisagées figure 7 se déplacent suivant des directions radiales. Elles sont alors produites par le mouvement de la bobine mobile et, non entièrement absorbées à la périphérie de la membrane, donnent alors naissance à des ondes stationnaires avec des déformations suivant des circonférences concentriques (B & W).

TENSION D'ENTREE A LA BOBINE

0 5 10

TEMPS (ms)

VITESSE DU CONE

0 5 10

TEMPS (ms)

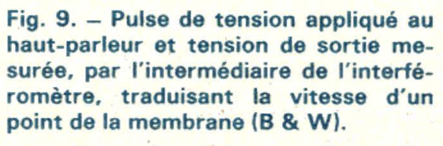


Fig. 9. – Pulse de tension appliqué au haut-parleur et tension de sortie mesurée, par l'intermédiaire de l'interféromètre, traduisant la vitesse d'un point de la membrane (B & W).

AMPLITUDE DE LA VITESSE (dB)

+20 0 -20 -40

100 1000 10000

FREQUENCE (Hz)

+47 0 -47 -94 -141

PHASE PAR RAPPORT AU SIGNAL D'ENTREE (EN DEGRES)

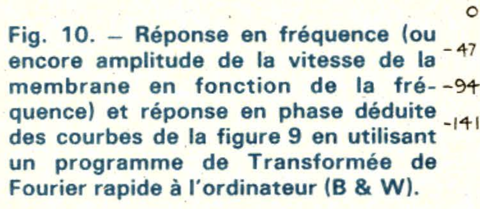


Fig. 10. – Réponse en fréquence (ou encore amplitude de la vitesse de la membrane en fonction de la fréquence) et réponse en phase déduite des courbes de la figure 9 en utilisant un programme de Transformée de Fourier rapide à l'ordinateur (B & W).

AMPLITUDE DE L'ACCELERATION DU CONE

FREQUENCE

POSITION SUIVANT UN RAYON

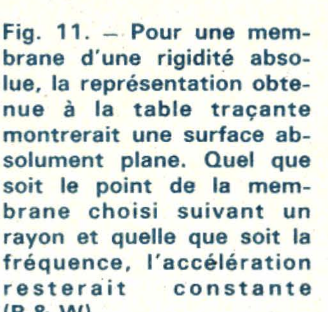


Fig. 11. – Pour une membrane d'une rigidité absolue, la représentation obtenue à la table traçante montrerait une surface absolument plane. Quel que soit le point de la membrane choisi suivant un rayon et quelle que soit la fréquence, l'accélération resterait constante (B & W).

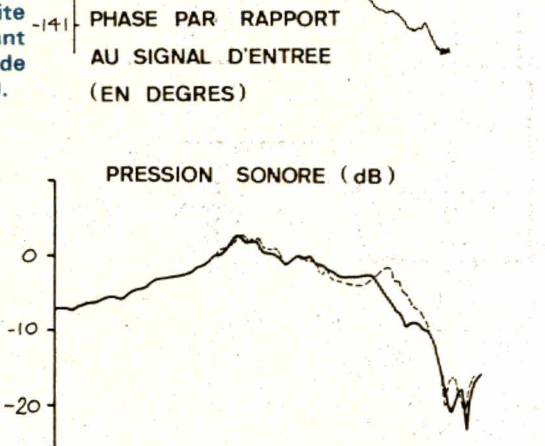


Fig. 13. – Réponse en fréquence du haut-parleur faisant l'objet des essais de la figure 12 (en trait plein) et après mise en place d'un anneau d'amortissement.

AMPLITUDE DE L'ACCELERATION DU CONE (dB)

10 dB

0

FREQUENCE (ECHELLE LINEAIRE)

10 kHz

CENTRE

BORD

POSITION SUIVANT UN RAYON

Fig. 12. – Dans la réalité, cet idéal n'existe pas et l'accélération est à la fois fonction et de la position du point de mesure pris sur un rayon et de la fréquence (B & W).

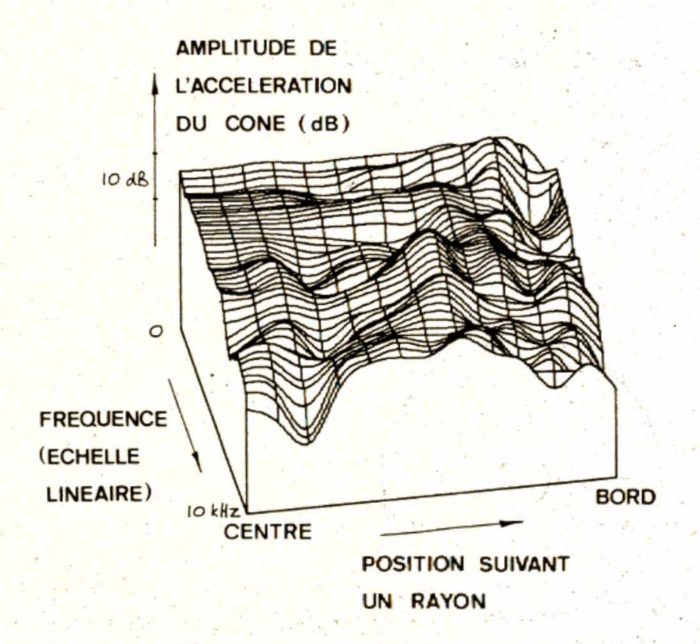


Fig. 14. – Ce qu'est devenue la représentation de la figure 12 après mise en place d'un anneau d'amortissement.

cle (fig. 6) alors que Celestion a préféré une représentation cartésienne et un balayage à ordonnée (ou abscisse) constante. Une autre différence réside dans le fait que B & W ne s'est pas intéressé à une représentation tri-dimensionnelle mais seulement à une coupe de la membrane, suivant par contre cette coupe à toutes les fréquences audibles, l'angle polaire étant un paramètre (si le balayage s'effectue radialement) alors que Celestion opère une analyse tridimensionnelle mais à fréquence fixe, dans ce cas, c'est la fréquence qui est prise comme paramètre lors d'une étude complète.

Comme les courbes obtenues le sont sur une feuille de papier ou encore sur l'écran d'un oscilloscope cathodique, qui sont des surfaces planes donc des espaces à deux dimensions alors que les phénomènes observés sont à 3 variables (comme il a été vu ci-dessus) il convient de donner une certaine perspective aux figures obtenues en décalant chaque balayage par rapport au précédent. Celestion pousse même le raffinement de garder en mémoire les résultats antérieurs lors du tracé pour que celui-ci ne soit pas masqué par des pointes de résonance trop importantes ayant pu se produire quelques lignes auparavant. Ce balayage « à pas va-

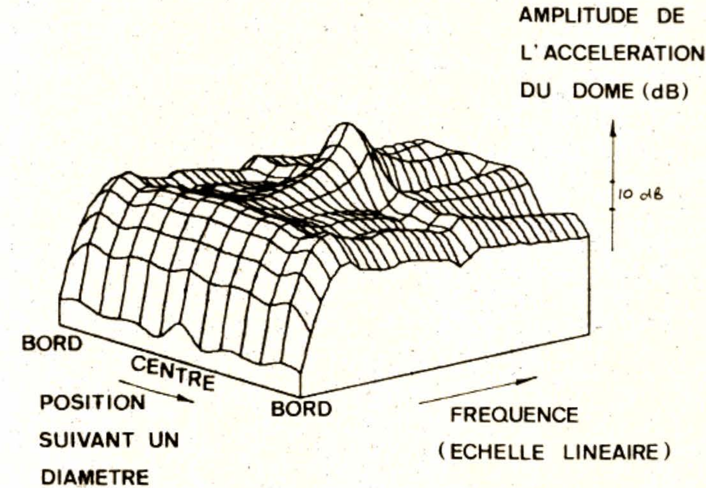


Fig. 15. – Pour un tweeter à dôme dur, la représentation B & W montre un pic de près de 30 dB au centre ! (B & W).

POSITION SUIVANT LE POURTOUR DU DOME

-9.7 dB

MAX (*) = 12.7 dB

POSITION SUIVANT UN RAYON

Fig. 17. – Amplitudes de la vitesse, dans le cas du fondamental à 2,5 kHz, du dôme du tweeter envisagé figure 16. Il s'agit ici des courbes « isovitesse ». Ce relevé montre clairement l'asymétrie du mouvement du dôme (B & W).

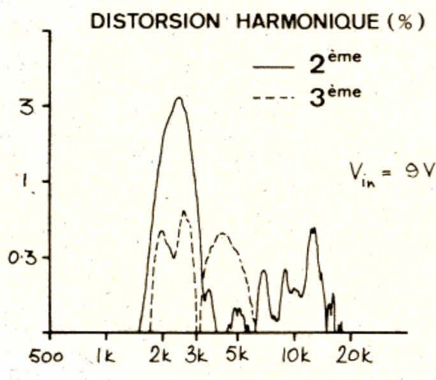


Fig. 16. – Distorsion par harmoniques 2 et 3 d'un tweeter à dôme mou de 26 mm. On remarquera le taux anormalement élevé de distorsion autour de 2,5 kHz, ce qui mérite une action (B & W).

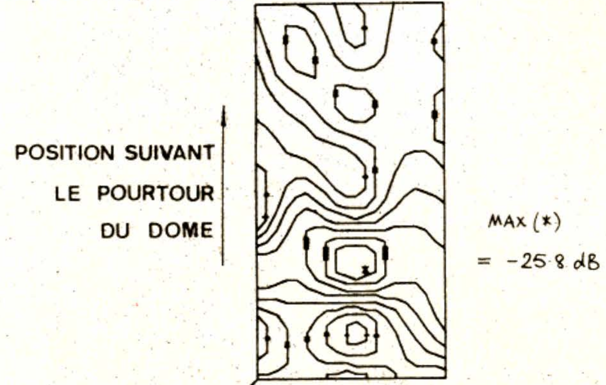


Fig. 18. – Même relevé que figure 17 mais pour l'harmonique 2.

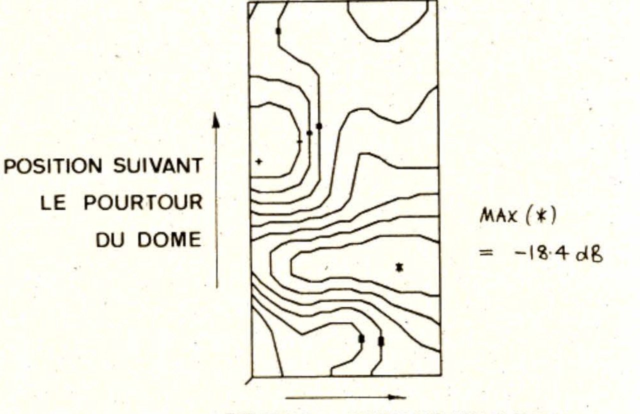


Fig. 19. – Même relevé que figure 17 mais pour l'harmonique 3.

riable » permet alors d'observer toutes les irrégularités de la membrane en mouvement sur la figure finale obtenue. On trouvera dans la suite de cet article de nombreux exemples de ce qui vient d'être dit.

Quelques considérations d'ordre mécanique

Des mesures significatives sur des différences relatives de déplacement de l'ordre du micron – ou même moins – ne peuvent être effectuées que si l'ensemble du montage est d'une extrême rigidité. Pour ce faire, le laser, l'optique et le ou les photomultiplicateurs doivent être fixés sur un socle rigide (marbre) et anti-vibratoire. Par ailleurs les déplacements du haut-parleur en cours d'étude seront commandés par des moteurs pas à pas eux-mêmes asservis à l'ordinateur dont ils recevront les ordres au fur et à mesure du déroulement du programme d'étude fixé à l'avance. Pour plus de facilités, le haut-parleur sera positionné sur un socle intermédiaire à plusieurs degrés de liberté, chacun d'eux se voyant dévolu un moteur pas à pas. La tête laser elle-même pourra recevoir elle aussi une telle commande (fig. 4). On notera que B & W signale qur son montage est susceptible d'être utilisé avec des haut-parleurs pouvant atteindre jusqu'à 35 cm de diamètre. Par ailleurs, on notera également que le faisceau tombe normalement sur la membrane tout au long du mouvement de déphasement du haut-parleur.

Les mesures

Il s'agit, dans toutes les mesures effectuées, de mettre en évidence les différents modes propres de vibration des membranes; dans un premier temps, pour y remédier ensuite. Chacun de ces modes propres étant, rappelons-le, générateur de distorsions, linéaire et non linéaire. Comme il est expliqué (fig.7 et 8) ces déformations sont de deux types : radiales et circulaires, ce qui explique sans doute la configuration polaire retenue par B & W. Pour de plus amples renseignements, on pourra se reporter au numéro spécial HiFi du « Haut-Parleur » 80 (1653 bis page 73) pour les problèmes que ce genre de déformations soulève, ainsi qu'au numéro du « Haut-Parleur » de mai 1981 (1668 page 76) qui font état de l'influence du module de rigidité de la membrane et de la densité du matériau la constituant.

A cela ajoutons que les vibrations de flexion peuvent seulement apparaître au-dessus d'une fréquence f_f définie par :

$$f_f = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \cdot \frac{\cos \alpha}{2 \pi R}$$

avec :

- E : module d'Young du matériau constitutif de la membrane.
- ρ : densité de ce matériau.
- α : demi-angle au sommet du cône constituant le profil de la membrane.
- R_0 : rayon du haut-parleur.

Par ailleurs, le degré de couplage entre les mouvements longitudinaux et transversaux en chaque point du cône est inversement proportionnel à la distance de ce point par rapport au centre de la membrane ce qui signifie que ce couplage sera plus fort près du centre que sur les bords.

La connaissance de ces diverses déformations permettra de modifier la membrane de manière à ce qu'elles soient atténuées après modifications ou traitements appropriés. Les énormes moyens mis en œuvre ne visent qu'à cela : raboter les multiples résonances parasites, qui sont autant de distorsions, pour parvenir à une configuration proche de l'idéal. Un tel objectif n'aurait pu être atteint, même avec emploi de méthodes interférométriques, sans l'aide de l'ordinateur qui permet de réduire considérablement les temps d'expérimentation. Par exemple, la fonction de transfert entre la tension d'entrée appliquée au haut-parleur – tension qui peut être impulsionnelle – et la vitesse de déplacement de la membrane ne peut être déterminée rapidement que par la mise en œuvre de la « Fast Fourier Transform » (ou Transformée de Fourier rapide) qui nécessite l'intervention de l'ordinateur convenablement programmé.

Par ailleurs, il ne faut pas perdre de vue que l'exploration d'une membrane nécessite un très grand nombre de pointés et ce pour des fréquences différentes. Qui plus est, la faiblesse des signaux optiques et donc électriques en sortie du – ou des – photomultiplicateurs ne donne pas toujours un rapport signal/bruit très favorable. La méthode pour parvenir à une amélioration de ce dernier est connue : il suffit de faire



Photo 3. – Graham Bank à l'observation oscilloscopique en sortie d'interféromètre (Ipswich-Celestion).

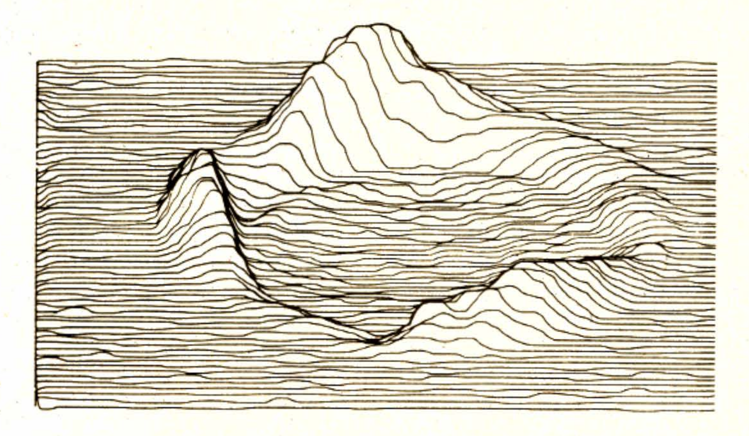


Fig. 20. – Tweeter à dôme plastique à 8 kHz. Les problèmes inhérents à la suspension sont évidents (Celestion).

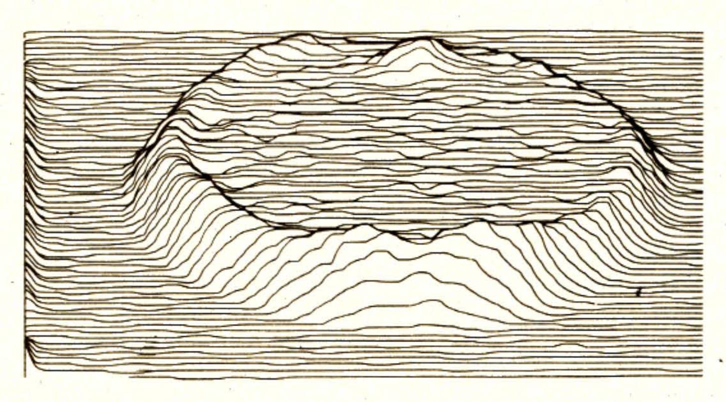


Fig. 21. – Tweeter à dôme ultra-dur pour lequel les problèmes de suspension sont moindres que dans le précédent (Celestion).

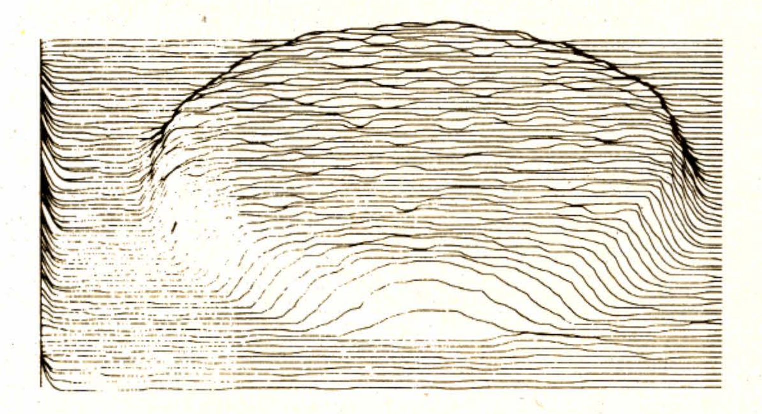


Fig. 22. – Toujours à 8 kHz, un tweeter à dôme satisfaisant (enceinte SL6 de Celestion).

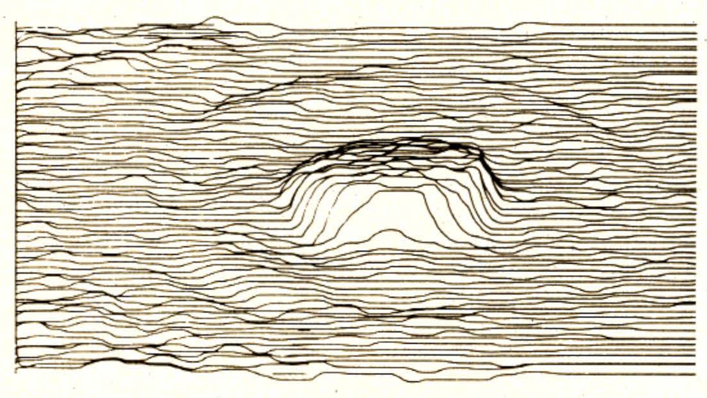


Fig. 23. – Influence du dôme cache poussière, sur un woofer, à 1,3 kHz (Celestion).

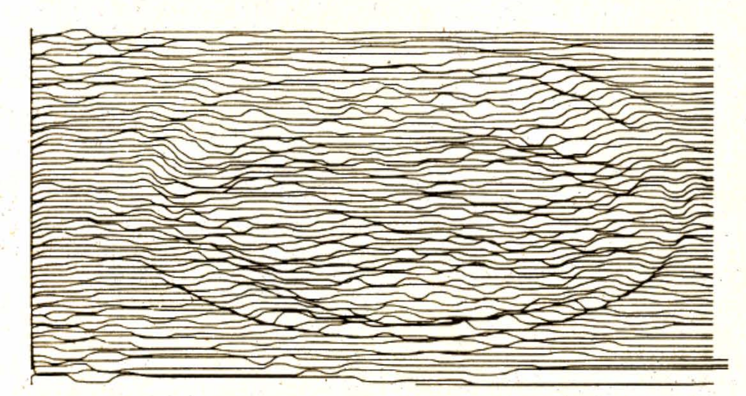


Fig. 24. – Analyse du nouveau woofer Celestion, sur lequel le dôme cache poussière a été ôté. Ce woofer donne ainsi toute satisfaction et sera utilisé tel que sur la SL6 (Celestion).

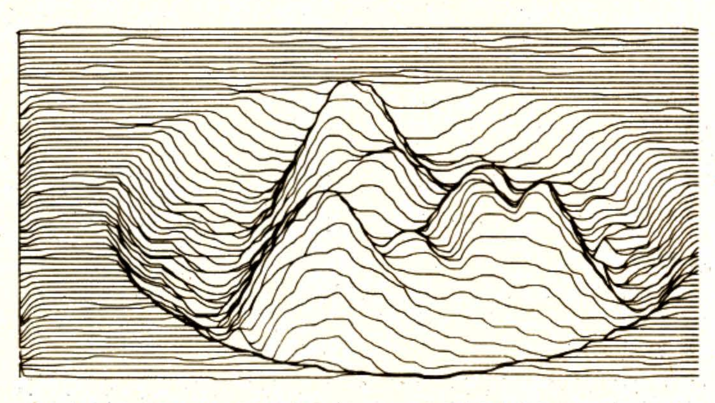


Fig. 25. – Médium à dôme en cours d'étude qui laisse apparaître des modes propres relativement importants (Celestion).

appel à une « moyenneur » (Box-car ou appareil similaire) et pour chaque point visé de ne plus faire une seule mesure mais n mesures, ce qui réduira le bruit dans le rapport $\sqrt{n}$; mais cette procédure entraînera un nombre de mesures plus élevées que seul un ordinateur peut traiter en des temps raisonnables.

Jusqu'à présent nous n'avons évoqué que les déformations de la membrane conique alors que la méthode interférométrique est bien générale et s'applique tout aussi bien à des dômes de tweeter ou même, de façon indirecte, à la mesure de la linéarité des suspensions des équipages mobiles puisque tout changement au niveau des forces de rappel élastique se répercutera sur le mouvement et le déplacement de la membrane ou du dôme.



Photo 4. – L'enceinte SL6 « Laser-Monitor » de Celestion, apparue au dernier CES à Las Vegas, a bénéficié de l'étude par interférométrie laser.

Conclusion

Les figures 9 à 25 montrent les résultats expérimentaux obtenus tant par B & W que par Celestion, chacun à partir de sa méthode. La précision et la quantité d'informations qu'apportent les mesures n'auraient jamais pu être obtenues à partir d'autres dispositifs que l'interférométrie laser par effet Doppler alliée à l'ordinateur.

Ces nouvelles méthodes permettent de mieux connaître le comportement des haut-parleurs dans toute la gamme audible et les défauts inhérents à leur technologie. Ces études expérimentales vont nécessairement de pair avec l'élaboration de modèles théoriques tenant compte des imperfections décelées à la mesure, l'expérimentation s'appuyant sur la théorie et vice-versa. Le processus suivi n'est pas nouveau, il est même général en Science ; mais la démarche adoptée par les deux constructeurs britanniques s'appuie sur une expérimentation fructueuse qui ne peut que faire progresser la connaissance du fonctionnement du haut-parleur. Et comme, pour résoudre un problème, il faut parfaitement en connaître l'énoncé...

Ch. PANNEL

Bibliographie

Les diverses courbes expérimentales illustrant cet article nous ont été communiquées par G.-J. Adams (Ingenieur en chef de B & W-Worthing) et Graham Bank (directeur « Engineering » Celestion-Ipswitch) que nous remercions ici.

– G.-J. Adams : « Measuring Speaker motion with a laser ». Audio Magazine Aout et Septembre 81.
– G. Bank et G.I. Hathaway : « A revolutionnary 3-D interferometric vibrational mode display ». 66e Convention de l'AES. Los Angeles. Mai 1980.
– L.E. Drain : « The Laser Doppler Technique », John Wiley. 1980.

Bloc-notes

Nouveautés Goupil

Dans le courant du 1er semestre de 1982, l'événement marquant dans le monde informatique interviendra avec la présentation du micro-ordinateur Goupil en micro-serveur vidéotex que beaucoup attendent et notamment tous les partisans d'une véritable informatique locale décentralisée.

Poursuivant activement ses efforts tant au plan de l'innovation technologique qu'à celui de l'adaptation permanente aux évolutions techniques, SMT propose notamment un ensemble de cartes aux caractéristiques suivantes :
– carte 6809 versio mono-poste (64 K) supportant Flex 9 et UCSD comme système d'exploitation,
– carte interface graphique noir et blanc (256 × 512),
– double carte graphique (256 × 512 × 8 couleurs) avec options light pen et incrustation (fin avril),
– carte de commande magnétoscope (fin avril),
– carte IEEE 488 pour instrumentation, connexion à vidéodisque, etc.
– carte flottant câble (processeur rapide) pour calcul scientifique,
– carte interfacemodem 1 200 bauds,
– carte disque dur 5'' Winschester,
– carte entrée/sortie numérique (12 + 12 voies + 8 voies programmables),
– carte entrée/sortie analogique (32 voies entrées analogiques, 4 voies sorties analogiques,
– carte multiconsultation 1 voie, 6 voies,
– carte videotex qui permet affichage aux normes videotex (8 couleurs, semi-graphique, caractères en double taille...),
– carte de commande professionnelle de paddles avec interface parallèle supplémentaire (imprimante, table traçante).

Pour tous renseignements complémentaires, SMT 22, rue Saint-Amand, 75015 Paris. Tél. : 533.61.39.

LE BRAS DE LECTURE UNIPIVOT

Tentative d'étude mathématique approximative du roulis d'un bras « unipivot » sous l'influence du voilement

Nous utiliserons, à cet effet (fig. 21), deux systèmes d'axes orthonormés directs : l'un fixe (P, X, Y, Z, de vecteurs unitaires I, J, K), l'autre mobile, partiellement lié au bras (P, x, y, z, de vecteurs unitaires i, j, k) ; P étant le pivot supposé ponctuel (Sx portera le bras géométrique réel SP ; SX est horizontal, dans le plan vertical de Px, PY confondu avec Py sont horizontaux, et PZ vertical (orientation classique des triède directs). En réalité, l'angle Θ de PX avec Px très petit ; l'idéal serait qu'il soit nul en l'absence de voilement, la pointe de lecture reposant sur le disque (si Θ est exprimé en radian, nous n'aurons aucun scrupule à assimiler sin Θ à Θ et cos Θ à 1).

Cela dit trois approximations initiales :

a) Le centre de gravité G du bras est en P.

b) L'ensemble « bras + phonolecteur » sera assimilé à un solide rigide (la contribution possible des forces élastiques, engendrées par le déplacement de l'équipage mobile du phonolecteur est négligée).

c) Nous supposerons verticale la force appliquée en P par le voilement, le déplacement de P, supposé rester au contact du sillon, sera également vertical, en première approximation.

Cela étant, et ces simplifications admises, le déplacement du bras dû au voilement résulte d'un mouvement relatif par rapport au trièdre (P, x, y, z) (rotation par rapport à Px dont le vecteur $\overrightarrow{PR}$, vitesse angulaire instantanée (au temps t) sera noté $\varphi' i$; φ étant un angle à préciser, repérant la position du bras par rapport à Px dans (P, x, y, z), et d'un mouvement d'entraînement, par rapport à (P, X, Y, Z), donc une rotation autour de PY dont le vecteur $\overrightarrow{PR_2}$, vitesse angulaire instantanée (au temps t), sera noté $\Theta' j$.

PREMIERE ETAPE

Calcul de la quantité de mouvement d'un point M ; de masse m, du bras, de coordonnées x, y, z (au temps t), c'est-à-dire $\overrightarrow{PM} = x\vec{i} + y\vec{j} + z\vec{k}$.

Le vecteur vitesse absolue de M (au temps t) se calcule aisément :

$$V_M = \frac{d\overrightarrow{M}}{dt}$$

$$= x'\vec{\imath} + y'\vec{j} + z'\vec{k} + x\vec{\imath}' + y\vec{j}' + z\vec{k}'$$

Le vecteur $V_r = x'\vec{\imath} + y'\vec{j} + z'\vec{k}$ est la vitesse relative, alors que $\vec{V_e} = x\vec{\imath}' + y\vec{j}' + z\vec{k}'$ est la vitesse d'entraînement.

a) Calcul des projections sur (P, x, y, z) de V_r

D'après ce qui précède, ce sont celles du produit vectoriel $(\varphi'\vec{\imath} \wedge \overrightarrow{PM})$; donc $\vec{V_r} = (\varphi'\vec{\imath} \wedge (x\vec{\imath} + y\vec{j} + z\vec{k}) = 0\vec{\imath} - z\varphi'\vec{j} + y\varphi'\vec{k}$.

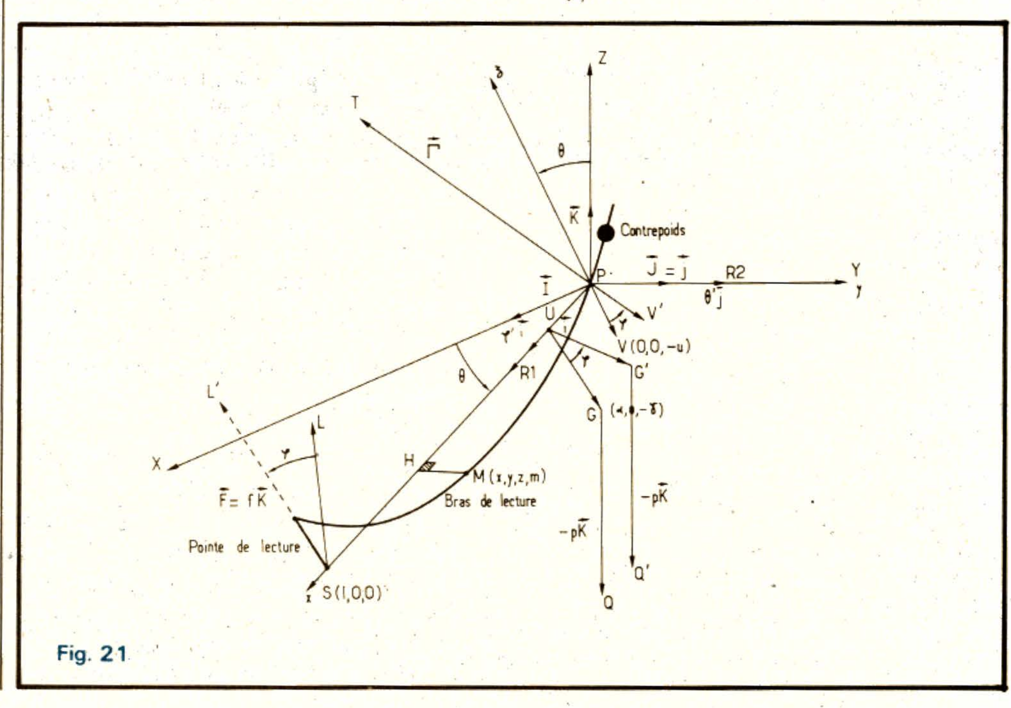


Fig. 21

Par comparaison avec l'équation (1), notons des résultats intéressants :

$x' = 0, y' = -z\varphi', z' = y\varphi',$ (2)

b) Calcul des projections sur (Px, y, z) de $\vec{V_e}$

Pour cela, s'agissant d'une rotation Θ'j, on obtient :

$\vec{i'} = \Theta'\vec{j} \wedge \vec{i} = -\Theta'\vec{k}$
$\vec{j'} = \Theta'\vec{j} \wedge \vec{j} = \vec{0}$ (3)
$\vec{k'} = \Theta'\vec{j} \wedge \vec{k} = \Theta'\vec{i}$

Donc $\vec{V_e} = z\Theta\vec{i} + 0\vec{j} - x\Theta'\vec{k}$

c) Projections sur (P, x, y, z) de $\vec{V_M}$

$\vec{V_M} = z\Theta'\vec{i} - z\varphi'\vec{j} + (y\varphi' - x\Theta')\vec{k}$

d) Quantité de mouvement du point M (masse m)

$\vec{W_M} = m\vec{V_M}$
$= m[z\Theta'\vec{i} - z\varphi'\vec{j} + (y\varphi' - x\Theta')\vec{k}],$ (4)

DEUXIEME ETAPE

a) Calcul des projections sur (Px, y, z) du moment cinétique de M

Ce sont celles du produit vectoriel $\vec{PM} \wedge \vec{W_M}$, qui donne :
$\vec{PM} \wedge \vec{W_M} = m[(y^2 + z^2)\varphi' - xy\Theta']\vec{i}$
$+ m[z^2 + x^2)\Theta' - xy\varphi']\vec{j}$
$+ m[-xz\varphi - yz\Theta']\ \vec{k}$,(5)

b) Projections du moment cinétique total ; donc de la somme vectorielle des éléments, tels que $\vec{PM} \wedge \vec{W_M}$, étendue à tous les points matériels du bras.

On voit que vont intervenir les sommes $\Sigma m (y^2 + z^2)$, $\Sigma m (z^2 + x^2)$, $\Sigma m\, xy$, $\Sigma m\, xz$, $\Sigma m\, yz$. Selon une tradition, bien établie, nous noterons :
$A = \Sigma m (y^2 + z^2)$, $B = \Sigma m (z^2 + x^2)$,
$C = \Sigma m (x^2 + y^2)$
$D = \Sigma m\, yz$, $E = \Sigma m\, zx$, $F = \Sigma m\, xy$
(moments d'inertie par rapport aux axes Px, Py, Pz, et produits d'inertie classiques). Avec ces éléments, les projections sur (P, x, y, z) du moment cinétique total $\vec{\Gamma}$ s'écrivent :

$\vec{\Gamma} = (A\varphi' - F\Theta')\vec{i} + (B\Theta' - F\varphi')\vec{j} - (D\Theta' + E\varphi')\vec{k}$,(6)

TROISIEME ETAPE

Calcul de la vitesse absolue, au temps t, du point T, tel que $\vec{PT} = \vec{\Gamma}$

$\vec{V_T} = \frac{d\vec{\Gamma}}{dt}$
$= (A\varphi'' - F\Theta'' + A'\varphi - F'\Theta')\vec{i} +$
$(B\Theta'' - F\varphi'' + B'\Theta' - F'\varphi')\vec{j} +$
$(-D\Theta'' - E\varphi'' - D'\Theta' - E'\varphi')\vec{k'} +$
$(A\varphi' - F\Theta')\vec{i'} + (B\Theta' - F\varphi')\vec{j'}$
$- (D\Theta' + E\varphi')\vec{k'}$

a) Evaluation des quantités A', B', D', E', F'

De $A = \Sigma m (y^2 + z^2)$, on a : $A' = 2\Sigma m (yy' + zz')$. Ce qui, avec (2), donne : $A' = 2\Sigma m (-yz\varphi' + yz\varphi') = 0$.
De $B = \Sigma m (z^2 + x^2)$, on a : $B' = 2\Sigma m (zz' + xx')$ et, avec (2), $B' = 2\Sigma m (yz\varphi' + 0) = 2D\varphi'$.
De $D = \Sigma m\, yz$, on a : $D' = \Sigma m (y'z + yz')$ et, avec (2), $D' = \Sigma m (-z^2\varphi' + y^2\varphi') = [\Sigma m (y^2 - z^2)]\varphi'$, ou encore $D' = (C - B)\varphi'$.
De $E = \Sigma m\, zx$, on a $E' = \Sigma m (z'x + zx')$; et, avec (2), $E' = \Sigma m\, xy\varphi' = F\varphi'$.
De $F = \Sigma m\, xy$, on a $F' = \Sigma m (x'y + xy')$, et avec (2), $F' = -\Sigma m\, xz\varphi' = -E\varphi'$

En résumé :
$A' = 0, B' = 2D\varphi', D' = (C - B)\varphi',$
$E' = F\varphi'$ et $F' = -E\varphi'$ (8)

Calcul de V_T

Il ne reste qu'à grouper les termes de (7), en tenant compte de (8) et de (3).
$\vec{V_T} = (A\varphi'' - F\Theta'' + E\Theta'\varphi')\vec{i} +$ (9)
$(B\Theta'' - F\varphi'' + 2D\Theta'\varphi' + E\varphi'^2) + \vec{j}$
$(-D\Theta'' - E\varphi'' - (C-B)\Theta'\varphi' - F\varphi'^2\vec{k} +$
$-(A\varphi' - F\Theta')\Theta'\vec{k} + 0 - (D\Theta' + E\varphi')\Theta'\vec{i}$
c'est-à-dire finalement :
$\vec{V_T} = (A\varphi'' - F\Theta'' - D\Theta'^2)\vec{i}$ (10)
$+ (B\Theta'' - F\varphi'' + 2D\Theta'\varphi' + E\varphi'^2)\,j$
$+ (-D\Theta'' - E\varphi'' - (C-B)\Theta'\varphi'$
$- F\varphi'^2 + F\Theta'^2 - A\Theta'\varphi')\vec{k}$

QUATRIEME ETAPE

La nullité du système des forces extérieures, des liaisons et des forces d'inertie implique (théorème classique des moments cinétiques) que Vs soit égal au moment de toutes les forces par rapport à P (cela élimine la réaction de la liaison en P). Avec nos hypothèses, il ne subsiste que la force verticale due au voilement $F = fK \# -f\Theta L + fk$, appliquée en S ; et les réactions du support également en S ; mais nous nous intéresserons d'abord aux forces extérieures.

PS = l i (l longueur réelle du bras) et $PS \wedge F = l\, i\, L \wedge (f\Theta L + fk) = -l\, f\, j$. D'où les premières équations du mouvement dans les conditions précisées (avec F uniquement).

$A\varphi'' - F\Theta'' - D\Theta'^2 = 0$
$B\Theta'' - F\varphi'' + 2D\Theta'\varphi' + E\varphi'^2 = -l f$
$D\Theta'' + E\varphi'' + (A + C - B)\Theta'\varphi'$
$+ F(\varphi'^2 - \Theta'^2) = 0$ (11)

En l'absence de roulis, $\varphi' = \varphi'' = 0$, **à tout instant,** alors que Θ' et Θ'' sont imposés par le profil du voilement. Il semble immédiatement indiqué de faire F = D = 0 ; ce qui peut s'obtenir d'une symétrie matérielle par rapport au plan vertical (x P z) ; (à tout couple x, y, m correspond x, – y, m ; à tout couple y, z, m, correspond – y, z, m).

Le système (11) devient :
$A\varphi'' = 0$
$B\Theta'' + E\varphi'^2 = -l f$ (12)
$E\varphi'' + (A + C - B)\Theta'\varphi' = 0$

$A + C - B = 2\Sigma m\, y^2$ est strictement positif, de même que A ; il en résulte que φ'' et φ' seront toujours nuls, car Θ' ne l'est pas en permanence. Conséquence, l'angle φ de repérage demeure constant et il n'y a pas roulis.

Position naturelle du bras

L'ennui est qu'il faut déterminer la posture du bras, en l'absence de voilement, donc déplacer le centre de gravité vers S et l'abaisser au-dessous de G ; pour créer un couple de rappel, ce qui va compliquer sensiblement la situation (cette dernière condition n'est pas imposée à la formule classique).

Supposons donc qu'au repos (bras en équilibre), le centre de gravité G du bras ait pour ordonnées $(\alpha, 0, -\gamma)$ soit $PG = \alpha\vec{i} - \gamma\vec{k}$ $(\alpha > 0, \gamma > 0)$ et qu'à l'instant t où nous considérons le bras, G soit en G', tel que $(UG, UG') = \varphi$, U étant projection orthogonale de G sur Px (ce qui précise du même coup l'angle φ repérant le bras, par rapport à Px). Les coordonnées de G s'obtiennent classiquement (rotation de matrice.
$\cos\varphi - \sin\varphi$
$\sin\varphi - \cos\varphi$ par rapport à Py, Pz).

$PG' = \alpha\vec{i} + \gamma\sin\varphi\,\vec{j} - \gamma\cos\varphi\,\vec{k}$
φ (en radian) demeurant petit, on aura sensiblement :
$PG' = \alpha\vec{i} + \gamma\varphi\vec{j} - \gamma\vec{k}$

En G' est appliqué le poids total du bras.
$\vec{G'Q} = -p\vec{K} \# p\Theta\vec{i} - p\vec{k}$ $(p > 0)$ dont le moment par rapport à P, c'est-à-dire $\vec{PG'} \wedge \vec{G'Q} = -p\gamma\varphi\vec{i} + (\alpha p - p\gamma\Theta)\vec{j} - p\gamma\Theta\varphi\vec{k}$.

En conséquence, le système (12), au temps t, devient, en tenant compte de l'inversion de signe de la 3e équation de (10) :
$A\varphi'' = -p\gamma\varphi$
$B\Theta'' + E\varphi'^2 = -lf + (\alpha p - p\gamma\Theta)$ (13)
$E\varphi'' + (A + C - B)\Theta'\varphi' = p\gamma\Theta\varphi$

La première équation de (13) est décevante ; car $A\varphi'' + p\gamma\varphi = 0$ donnera un mouvement oscillant non amorti, de pulsation

$\omega = \sqrt{\frac{p\gamma}{A}}$

(puisque $p\gamma > 0$) ; d'où nécessité d'amortir par un frottement visqueux (proportionnel à la vitesse). Supposons que nous l'appliquions en un point V de coordonnées initiales 0, 0, – u (pour nous rapprocher du réel), qui au temps t sera

devenue V', tel que (même calcul que pour g)

$\vec{PV'} = 0\vec{i} + u\varphi\vec{j} - u\vec{k}$,

dont la vitesse absolue, au temps t, sera (d'après le précédent calcul de V_M)

$\vec{V_{v'}} = -u\Theta'\vec{i} + u\varphi'\vec{j} + (u\varphi\varphi')\vec{k}$.

La force de frottement étant opposée à $V_{u'}$, sera de la forme

$\vec{F_a} = +su\Theta'\vec{i} - su\varphi'\vec{j} - su\varphi\varphi'\vec{k}$

(s étant une constante liée à la viscosité du fluide amortisseur), dont le moment en P

$$\vec{PV'} \wedge \vec{F_a} = (-su^2\varphi^2\varphi' - su^2\varphi')\vec{i} - su^2\Theta'\vec{j} - su^2\varphi\Theta'\vec{k}$$

(φ, et vraisemblablement φ', étant petits, nous négligerons $\varphi^2\varphi'$ et poserons $su^2 = K > 0$).

Le système prend sa nouvelle forme approchée :

$$A\varphi'' = -p\gamma\varphi - K\varphi'$$
$$B\Theta'' + E\varphi'^2 = -lf + \alpha p - p\gamma\Theta - K\Theta' \quad (14)$$
$$E\varphi'' + (A + C - B)\Theta'\varphi' = p\gamma\Theta\varphi + K\varphi\Theta'$$

L'équation (1) du système (14) est classique :

$A\varphi'' + K\varphi' + p\gamma\varphi = 0 (K > 0, p\gamma > 0)$

Quelles que soient A, K et $p\gamma$, sa solution sera toujours de la forme :

$$\varphi = e^{\frac{-K}{2A}t} \cdot \Psi(+)$$

où Ψ (t) est tel qu'en toutes circonstances $\varphi \to 0$ quand $t \to \infty$. Autrement si $\varphi_o \neq 0$ à un instant quelconque, il revient à 0 ; plus ou moins vite ; selon le choix de K et A.

Importante remarque

Cela dit, le système 14 est valable au temps t, où furent calculées les valeurs de A, B, C, E (F et D choisis nuls). Nous aimerions que ce système demeure valable constamment et cela faciliterait beaucoup si ces divers termes restaient pratiquement invariables (si leurs deux premières dérivées étaient nulles, ce serait déjà un bon point).

Pour A, on a eu $A' = 0$ et ainsi A''... A est strictement constant.

Pour B, on a $B' = 2D\varphi' = 0$ avec le choix initial de D ; $B'' = 2D'\varphi' + 2D\varphi'' = 2(C - B)\varphi' + 2D\varphi''$ ce qui conduit à $B = C$.

Pour C, on a $C' = -2F\varphi' = 0$ avec choix initial de F ; mais $C'' = -2F\varphi'' - 2F'\varphi'$ ou $C'' = -2F\varphi'' + 2E\varphi'^2$ et $C'' = 0$ entraîne $E = 0$.

En fin de compte

Cela étant nous simplifions le système (14) en (15) :

$$A\varphi'' + K\varphi' + p\gamma\varphi = 0 \quad (1)$$
$$(15)\quad B\Theta'' = -lf + \alpha p - (p\gamma\Theta + K\Theta') \quad (2)$$
$$A\Theta'\varphi' = \varphi(p\gamma\Theta + K\Theta') \quad (3)$$

Θ, Θ', Θ'' sont imposés par le voilement ; αp par la force d'application désirée ; l'équation (2) permet de préciser f ; c'est-à-dire la force exigée du voilement, laquelle dépend de Θ, Θ', Θ''.

Calcul de f

Supposons sinusoïdales, en première approximation, les oscillations de voilement (fréquences entre 2 et 8 Hz, avec vitesse maximale V_v voisine de 1,3 cm/s, d'après les études des laboratoires Shure). Posons donc $\Theta = \Theta_0 + \epsilon \sin \omega t$, où :

$$\epsilon = \frac{V^v}{l\,\omega} \text{ (}\omega\text{ pulsation du voilement)}$$

L'équation (2) du système (15) donne :

$B\Theta'' = -lf + \alpha p - p\gamma\Theta_0 + \epsilon \sin \omega t - K\Theta'$

et comme f ne prend en compte que les éléments dynamiques du voilement on aura :

$$lf = +\epsilon B\omega^2 \sin \omega t - \epsilon K\omega \cos \omega t - \epsilon p\gamma \sin \omega t$$

en remplaçant Θ' et Θ'' par leurs valeurs, déduites de Θ. Finalement :

$$f = \frac{V^v}{l^2\,\omega}\,[(B\omega^2 - p\gamma)\sin \omega t - k\omega \cos \omega t] \quad (16)$$

Posant :

$$tgu = \frac{K\omega}{B\omega^2 - p\gamma}$$

tgu demeure fini. Par exemple, il n'est pas inhabituel qu'un bras classique de 23 cm, ou de 9 pouces, pesant 3,5 N, ait 15 g de masse rapportée à la pointe ; $\gamma = 2$ mm est admissible. En conséquence,

$B = 8 \cdot 10^{-4}\,kg \cdot m^2$,

et $p\gamma = 7 \cdot 10^{-3}\,kg \cdot m^2 s^2$

$B\omega^2_{min} = 8 \cdot 10^{-4}(4\pi)^2 = 126 \cdot 10^{-3}\,kg \cdot m^2 s^2$.

Le dénominateur de tgu ne s'annule jamais ; tgu > 0, et on peut choisir :

$$0 < u < \frac{\pi}{2}$$

On est fondé à négliger $p\gamma$ devant $B\omega^2$.

Donc en simplifiant,

$$tgu \# \frac{K}{B\omega}$$

et une transformation trigonométrique usuelle :

$$f \# \frac{BV_v\omega}{e^2}\sqrt{1 + \frac{K}{B^2\omega^2}}\sin(\omega t - u) \quad (17)$$

Pour autant que $K < B\omega_{min}$, le module de f demeurera voisin de $(B/l^2)\,V^v\omega$; donc tenant compte du maximum de ω :

$$|f| \leqslant \frac{B}{l^2} \cdot |V_v| \cdot \omega_{max}$$

(d'où intérêt à minimiser B)

avec nos données :

$|f| \leqslant 10$ mN

(Il est courant de rencontrer des forces d'application de 15 à 25 mN ; aux pires moments, il subsiste entre 5 et 15 mN, pour faire adhérer la pointe au sillon et satisfaire aux contraintes de lecture ; encore une raison de ne pas trop réduire la force d'application.)

En gros, la réaction verticale du sillon $R_v k$ sera :

$$R_v \# f - \frac{\alpha p}{l} \text{ avec } R_v > 0$$

($p\gamma\Theta_0$ sera négligé ; d'autant que Θ_0 pourrait être nul).

Etude de l'équation (3) du système (15)

Pour être entièrement satisfaite, elle va exiger une réaction latérale R_L j, car $A\Theta'\varphi' - \varphi[p\gamma\Theta + K\Theta']$ n'a aucune raison d'être constamment nul, puisque Θ, Θ', Θ'' sont imposés par le voilement et que φ et φ' vérifient l'équation (1) du système (15) entièrement indépendante. Donc :

$$A\Theta'\varphi' = \varphi[\gamma\Theta + K\Theta'] + l\,R_L$$

$$R_L = \frac{A\Theta'\varphi' - \varphi(p\gamma\Theta + K\Theta')}{l} \quad (18)$$

(Il faudra vérifier que R_L ne puisse expulser la pointe du sillon dans les pires conditions.) On notera que l'équation (1) de (15) restant satisfaite, en changeant le signe de φ, φ', φ'', R_L garde le même module pour des valeurs opposées de φ et φ', révélant ainsi une symétrie souhaitable des contraintes.

Retour à l'équation (1) du système (15)

$$A\varphi'' + K\varphi' + p\gamma\varphi = 0 \quad (19)$$

(Nous avons déjà la condition : $K < B\omega_{min}$; avec nos données expérimentales $K < 10^{-2}$ N.m.s.)

Si $\varphi = \varphi' = \varphi'' = 0$, le bras demeure stable par rapport à SP ; mais il se peut que $\varphi \neq 0$ et même φ'_0, soit à la pose du bras, soit à la suite d'un choc, et nous aimerions revenir assez vite à $\varphi = 0$, sous l'action du couple de rappel dû à $p\gamma$ (un bras classique – SME par exemple – peut très bien travailler avec $\gamma = 0$; alors qu'un « unipivot » exige $\gamma > 0$).

L'équation (19), où tous les coefficients sont positifs, est classique. Quelles que soient les circonstances, le retour à $\varphi = 0$ est assuré, puisque toutes les solutions sont de la forme :

$$\varphi = e^{\frac{-K}{2A}t} \cdot \Psi(t)$$

[Ψ(t) étant une fonction telle que φ tende vers 0, quand t tend vers l'infini]. On sait aussi que le retour au repos le plus rapide, sans oscillation, se manifeste à l'amortissement critique, qui exige la condition $K^2 - 4Ap\gamma = 0$, avec $K < 10^{-2}$.

En fait, ce n'est sans doute pas la meilleure solution ; car l'équation (2) du système révèle les termes dynamiques :

$B\Theta'' + K\Theta' + p\gamma\Theta'' = -lf$

et il serait peut-être mieux de lui réserver l'amortissement critique (d'autant que nous avons négligé la souplesse du phonolecteur qui entraînerait trop loin) ; donc :

$K^2 = 4\,Bp\gamma$

$4 \times 8 \cdot 10^{-4} \times 3{,}5 \times 0{,}002$

$K = 5 \cdot 10^{-3}$ (admissible)

Ce résultat sera à réviser compte tenu de la raideur verticale du phonolecteur.

Mais alors, pour l'équation (19), il serait peu indiqué de choisir $A < B$ car nous serions en régime apériodique (2 racines réelles négatives à l'équation caractéristique), le plus lent à retrouver le repos. Reste $A \geqslant B$. $A = B$ serait admissible, mais difficile à maintenir. Par contre, $A > B$ rend $K^2 - 4\,Ap\gamma < 0$ et l'équation (19) manifeste des oscillations amorties à la pulsation

$\omega_1 = (\sqrt{4\,Ap\gamma - K^2}) / 2A$.

Alors il paraît inopportun que ω_1 tombe parmi les pulsations de voilement. Il semble que, volontairement ou non, beaucoup de réalisateurs anglais aient choisi $\omega_1 = 20\,\pi$ (fréquence 10 Hz). Dans ces conditions :

$4\,Ap\gamma - K^2 = \omega_1^2 \times 4\,A^2$

$4\,A^2\,\omega_1^2 + 4\,Ap\gamma - K^2 = 0$

$15791{,}4\,A^2 + 0{,}028\,A - 25 \cdot 10^{-6} = 0$

La racine positive A est voisine de $40 \cdot 10^{-4}$.

En résumé :

$A \# 40 \cdot 10^{-4}$ kg · m²

$B = 8 \cdot 10^{-4}$ kg · m²

$K = 50 \cdot 10^{-3}$ N.m.s

($A \# 5\,B$).

La constante d'amortissement $K/2\,A = 6{,}25$ signifie qu'en 0,16 s, l'affaiblissement atteint 1/e et, comme $e^5 \# 150$ en 0,8 s, φ est ramené au 1/150 de sa valeur initiale (en 1,6 s à moins de 1/20 000) ; c'est assez satisfaisant.

Conclusions

L'étude d'un cas particulier nous a montré que l'absence de roulis exigeait les conditions $D = E = F = 0$; de plus $B = C$ et $A > B$. Cela s'exprime par le fait que l'équation de l'ellipsoïde d'inertie (dans P, x, y, z) soit :

$$AX^2 + B\,(Y^2 + Z^2) = 1$$

Cet ellipsoïde est de révolution autour de Px et les longueurs respectives de ses 1/2 axes sont, respectivement :

$1/\sqrt{A}$ selon Px, $1/\sqrt{B}$ selon Py et Pz. Autrement dit $A > B$, entraînant $1/\sqrt{A} < 1/\sqrt{B}$, Px porte le petit axe de l'ellipsoïde d'inertie (Percy Wilson aurait admis une sphère, dans le document cité, datant de 1963).

Nous arrêterons là ces cogitations, ne nous dissimulant pas leurs insuffisances. Faire intervenir l'élasticité de l'équipage mobile compliquerait sensiblement (on pourrait, sans doute, modéliser électriquement, avec des circuits couplés ; nous ne nous y hasarderions que contraint et forcé. Mais il se pourrait (?) qu'un faible roulis résiduel aide l'amortissement de la résonance fondamentale du bras).

Remarquons encore que ce bras droit « idéal » n'exige pas de contrepoids excentré (avantage notable). Est-il facile à réaliser physiquement, nous l'ignorons. Il semble bien que la plupart des réalisations (d'amateurs ou de professionnels anglais) aient été plus ou moins empiriques (pour Jack Bickerstaff, la grande condition est $E = 0$; mais, comme il faut interpréter la figure déjà citée du « Wireless World » (janvier 1966) aux contrepoids latéraux bizarrement contournés, comme l'un tourné vers le haut et l'autre vers le bas (d'après des photographies de bras réellement fabriqués), sans doute a-t-il cherché à minimiser F, ainsi que D). Il semble qu'augmenter, un peu, γ facilite aussi les choses.

Un dernier point : la poutre constituant le bras transmet (selon divers modes) des vibrations, ayant leur origine aux réactions engendrées par les mouvements de la pointe de lecture. Terminer par une résistance cette ligne mécanique a été conseillé ; par son amortissement visqueux le bras « unipivot » est donc avantagé.

Les problèmes du bras « unipivot » sont à la fois passionnants et inépuisables. Souhaitons que ces élucubrations ne soient pas entachées de trop de fautes de calcul (ce serait préférable). Aux constructeurs, dont il ne paraît pas que la plupart se soient autant fatigué les méninges, de dessiner un bras idéal.

Et voilà, la veine lyrique est épuisée ; « poinct n'en sçaurez mie ce jourd'hui ». Faites-en davantage si ça vous dit ! Les questions ne manquent pas ; car tout cela ne constitue qu'une première approximation, propre à dégager des idées directrices.

R. LAFAURIE

Petit complément culturel : l'ellipsoïde d'inertie

Pour ceux qui l'auraient oublié, l'ellipsoïde d'inertie est un moyen commode de matérialiser la répartition des moments d'inertie d'un corps matériel par rapport aux droites, passant par un point fixe.

1° Moment d'inertie par rapport à une droite passant par un point fixe (fig. 22)

Soit (0, x, y, z) un trièdre orthormé direct de vecteurs unitaires $(\vec{i}, \vec{j}, \vec{k})$ et D une droite arbitraire, issue de 0, de vecteur unitaire $\vec{u} = \alpha\vec{i} + \beta\vec{j} + \gamma\vec{k}$, $(\alpha^2 + \beta^2 + \gamma^2 = 1)$.

Le moment d'inertie d'un corps (S) par rapport à D est la somme étendue à tous les points matériels M de masse m, composant S des produits $m \cdot (MH)^2$; où MH est la vulgaire distance eunclidienne de M à D ; donc : $I = \Sigma m \cdot (MH)^2$.

On sait que $(MH)^2$ est le carré du module du vecteur produit vectoriel $\vec{u} \wedge \vec{OM}$. D'où :

$I = \Sigma m\,[(\beta z - \gamma y)^2 + (\gamma x - \alpha z)^2 + (\alpha y - \beta x)^2]$

$I = \Sigma m\,[\alpha^2\,(y^2 + z^2) + \beta^2\,(x^2 + z^2) + \gamma^2\,(x^2 + y^2) - 2\,\beta\gamma yz - 2\,\gamma\alpha xz - 2\,\alpha\beta xy]$

Ce qui revient, avec nos notations antérieures à :

$I = A\alpha^2 + B\beta^2 + C\gamma^2 - 2\,D\beta\gamma - 2\,E\gamma\gamma - 2\,F\alpha\beta$.

I est un nombre positif concret, dépendant du système d'unités (il peut s'exprimer en kg · m², g · cm²...).

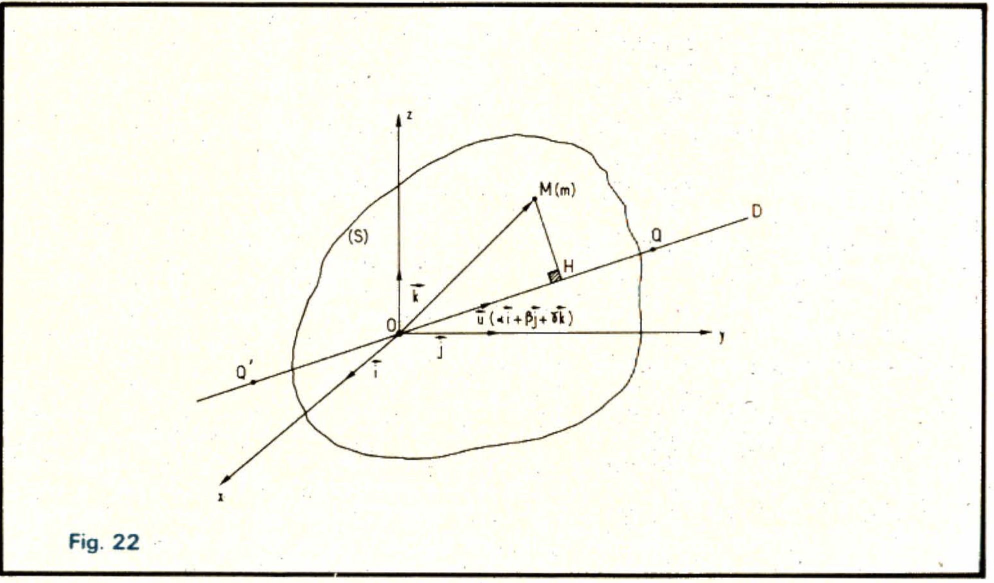


Fig. 22

2° Ellipsoïde d'inertie

Si l'on traite I comme nombre abstrait, on peut déterminer sur D les deux points Q et Q' tels que

$$\vec{OQ} = \frac{1}{\sqrt{I}}(\alpha \vec{i} + \beta \vec{j} + \gamma \vec{k})$$

$$\vec{OQ'} = \frac{-1}{\sqrt{I}}(\alpha \vec{i} + \beta \vec{j} + \gamma \vec{k})$$

(Q et Q' sont symétriques par rapport à O).

Si l'on écrit aussi :

$$\vec{OQ} = X\vec{i} + Y\vec{j} + Z\vec{k}$$

$$\vec{OQ'} = -X\vec{i} - Y\vec{j} - Z\vec{k}$$

$$X = \frac{\alpha}{\sqrt{I}} Y = \frac{\beta}{\sqrt{I}} Z = \frac{\gamma}{\sqrt{I}}$$

$$\alpha = X\sqrt{I}, \beta = Y\sqrt{I}, \gamma = Z\sqrt{I}.$$

Remplaçant α, β, γ, par ces valeurs dans l'expression, et simplifiant par I (I > 0), on obtient aisément :

$$AX^2 + BY^2 + CZ^2 - 2\,DYZ - 2\,EZX - 2\,FXY = 1$$

C'est l'équation d'une quadrique, centrée en O, dont la surface matérialise l'ensemble des points Q et Q'. Elle n'a pas de points à l'infini, car $|OQ|\ 1/\sqrt{I}$ ne peut devenir infini que si I = 0 ; cela ne se produit que si (S) se réduit à une droite passant par O (la quadrique devient alors un cylindre de révolution ; facile à vérifier). Donc, en général, la quadrique obtenue est un ellipsoïde dit d'inertie, lequel possède trois plans de symétrie deux à deux orthogonaux, et trois axes de symétrie formant un trièdre trirectangle.

L'ellipsoïde d'inertie dépend évidemment de O. Si O est le centre de gravité G de (S), l'ellipsoïde d'inertie relatif à G prend le qualificatif de central.

Rapportée aux axes de symétrie, l'équation de l'ellipsoïde d'inertie devient :

$$AX^2 + BY^2 + CZ^2 = 1$$

Les longueurs de ses axes sont respectivement

$$\frac{1}{\sqrt{A}}, \frac{1}{\sqrt{B}}, \frac{1}{\sqrt{C}}$$

(à l'axe le plus court correspond le moment d'inertie maximal).

R.L.

Bloc-notes

Micro-ordinateur ALTOS-TKL 8000

La famille des micro-ordinateurs Altos-TKL8000 s'agrandit, composée de deux branches, celle des systèmes à base d'unité centrale 8 bits Z80A (4 MHz) et celle à base de 16 bits, l'Intel 8086 à 8 MHz.

Sur les deux branches, les systèmes sont multi-utilisateurs et multi-tâches et l'on peut connecter des disques Winchester 5 1/4, 8 et 14 pouces avec des capacités respectives de 5 M, 10 M, 20 M, 40 et 60 M Octets.

Les systèmes 16 bits sont multiprocesseurs et permettent d'avoir de 250 à 1 million d'octets de mémoire vive avec la connection de 8 utilisateurs simultanés avec le système d'exploitation de Microsoft Xenix ou MP/M86.

La mémoire est gérée en détection et correction automatique des erreurs RAM avec une protection hardware, intertâche. Cette famille de 16 bits offre une ouverture vers le monde industriel par sa compatibilité Intel Multibus.

Des ports de communication synchrones et asynchrones y sont associés et les logiciels les plus évolués sont disponibles et font de cette gamme un véritable mini-ordinateur.

Le système TKL 8000-10 est un système micro-ordinateur très compact et fiable qui comporte les éléments suivants :

Dans un rack est intégré la monocarte qui comprend toute l'électronique de pilotage des périphériques connectables. Sur cette carte, on trouve une unité centrale Z.80A à quatre Méga-Hz, deux cent huit kilo-octets de mémoire centrale qui offre quatre partitions fixes de quarante huit kilo-octets à chaque utilisateur et seize kilo-octets système. Un emplacement libre est destiné à recevoir un circuit mathématique AMD 9511 pour les applications scientifiques. Des circuits intégrés permettent de piloter jusqu'à deux disques durs Winchester, quatre disquettes et une cartouche magnétique de sauvegarde. Tous les composants de cette carte sont sur support, ce qui assure une maintenance aisée.

La mémoire de masse disponible est une disquette huit pouces, qui peut travailler indifféremment en simple ou double densité, simple face de capacité cinq cent douze kilo-octets.

Un disque dur Winchester huit pouces Shugart offre dix millions d'octets en ligne avec un temps d'accès très rapide ce qui est idéal pour une configuration multiutilisateur.

(Distributeur : TEKELEC)

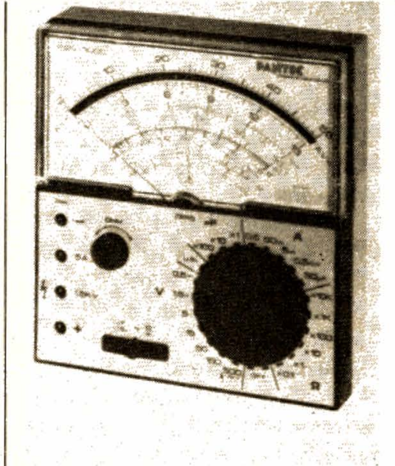


Le nouveau multimètre Dolomiti Pantec : PAN 3000

Le Multimètre analogique Type Dolomiti de Pantec a un successeur le PAN 3000.

Ce nouveau multimètre a une impédance d'entrée de 20 kΩ/V continu et alternatif ainsi qu'une précision de + ou – 2 %.

Il est protégé électroniquement pour des surcharges supérieures à 220 V par un circuit à triac (Dépôt de brevet) et de plus équipé d'un fusible ultra rapide type FF1,6A ainsi que d'un varistor, le commutateur du PAN 3000 est très compact et les contacts sont dorés lui assurant ainsi une longue durée de vie (plus de 100 000 manœuvres).



Comme le Dolomiti, ce nouveau multimètre est très universel, outre les calibres normaux tels que V-A-OHM-DB.

Il a trois gammes de mesure de capacité de 0,5 nF à 5 µF.

La mesure des capacités est assurée par un circuit oscillateur du générateur de signal universel (USI).

Le générateur USI donne en valeur modulée de 1 kHz et 500 kHz et en fréquence harmonique jusqu'à 500 MHz qui sont très utilisés dans le créneau de radio et de télévision.

Ces deux générateurs ainsi que l'ohmmètre peuvent fonctionner à l'aide de deux batteries de 1,5 V type IEC R6.



Les phonolecteurs magnétiques à basse impédance

(suite voir n° 1669)

Réponse et diaphonie du phonolecteur Pickering XLZ/7500 S

Nous nous doutions que la réponse en fréquence et la diaphonie du phonolecteur électromagnétique à aimant mobile, et à basse impédance, XLZ/7500 S de Pickering (et du modèle Stanton équivalent) étaient assez exceptionnelles.

Nous avons, très récemment, reçu de M. George Alexandrovitch, grand responsable technique de Pickering (par l'intermédiaire du directeur de la succursale européenne, qu'il nous faut remercier) le tableau suivant, correspondant à la moyenne statistique d'une fabrication en série, qui ne peut guère susciter que des commentaires élogieux.

Les phonolecteurs, même parmi les meilleurs électrodynamiques, capables de tenir, avec un écart maximal de – 1 dB, jusqu'à 20 kHz, doivent être rarissimes, et poursuivre à ± 1 dB jusqu'à 50 kHz encore davantage ; avec des transferts diaphoniques ne dépassant jamais – 25 dB.

Fréquences	Niveau relatif (dN)	Transfert diaphonique (dB)
1 kHz	0	– 35 dB
2 kHz	0	– 30 dB
3 kHz	– 0,5	– 30 dB
4 kHz	– 0,7	– 30 dB
5 kHz	– 1,0	– 32 dB
6 kHz	– 1,0	– 32 dB
7 kHz	– 0,7	– 32 dB
8 kHz	– 0,5	– 30 dB
9 kHz	– 0,5	– 25 dB
10 kHz	– 0,2	– 25 dB
15 kHz	0	– 25 dB
20 kHz	– 0,5	– 35 dB
25 kHz	0	– 30 dB
30 kHz	+ 1,0	– 30 dB
35 kHz	0	– 25 dB
40 kHz	+ 1,0	– 25 dB
45 kHz	+ 1,0	– 25 dB
50 kHz	– 1,0	– 35 dB

1 – Enregistrement graphique des courbes de réponse et diaphonie, obtenus à partir du disque-test « JVC 1005 », avec phonolecteur Pickering XLZ-7500 travaillant sous 10 mN de force d'application (la capacité de lecture dépasse 90 µm, dans ces conditions) :

a) Entre 100 et 5 000 Hz (fig. 1) : La partie véritablement intéressante se situe jusqu'à 2 kHz. Les irrégularités se manifestant au-delà peuvent être imputables au disque de mesure, puisqu'on ne les retrouvera pas en figure 2. Ce doit être la raison pour laquelle les techniciens disent avoir abandonné, dans la région des 1 000 Hz, le disque « JVC », pour celui spécialement pressé à l'intention de Pickering (la diaphonie propre est inférieure).

b) Entre 1 000 et 50 000 Hz (fig. 2) : La courbe de réponse s'est notablement régularisée jusqu'à 30 kHz, de même que celle de diaphonie (il doit bien y avoir, un petit quelque chose, vers 1 kHz ; le transfert diaphonique demeurant toujours de l'ordre de – 30 dB). L'augmentation de diaphonie, de 9 à 15 kHz, qui affecte d'ailleurs très peu la réponse du canal excité résulte, sans doute, d'une torsion de l'équipage mobile. Par contre, la véritable résonance, face à la raideur de la résine vinylique, se manifeste vers 35 kHz, comme en témoigne aussi la figure 3.

2 – Réponse impulsionnelle (fig. 3) du phonolecteur XLZ/7500 obtenue avec le disque-test « CBS STR 112 » fig. 3 (chaque division horizontale correspond à 10 µs).

Le document transmis est la réponse à un signal unitaire, avec un temps de montée de l'ordre de 10 µs (il faudrait connaître celui propre au disque, pour en déduire la part revenant au phonolecteur. De toute façon, le résultat est très satisfaisant ; car l'étude statistique des temps minimaux de montée des signaux impulsionnels musicaux, doit se situer aux alentours de 14 à 15 µs. Les oscillations qui suivent, révèlent, à peu près, une sinusoïde amortie, correspondant à une fréquence voisine de 35 kHz, avec un décrément logarithmique de l'ordre de 0,6 (pratiquement retour à zéro en 60 µs).

3 – Pré-préampli, destiné au phonolecteur XLZ/7500 (fig. 4)

Sa simplicité de conception contraste avec la sophistication de certains schémas, destinés aux capteurs à bobines mobiles, où l'on recherche une impédance d'entrée très faible ce qui n'est justement pas le but de Pickering ou Stanton, qui désirent utiliser leur phonolecteur en générateur de tension. On notera l'alimentation par piles et le curieux étage de sortie par transistor à effet de champ. En l'absence de valeurs chiffrées des composants, il est difficile d'imaginer le comportement, du circuit ; mais il semble possi-

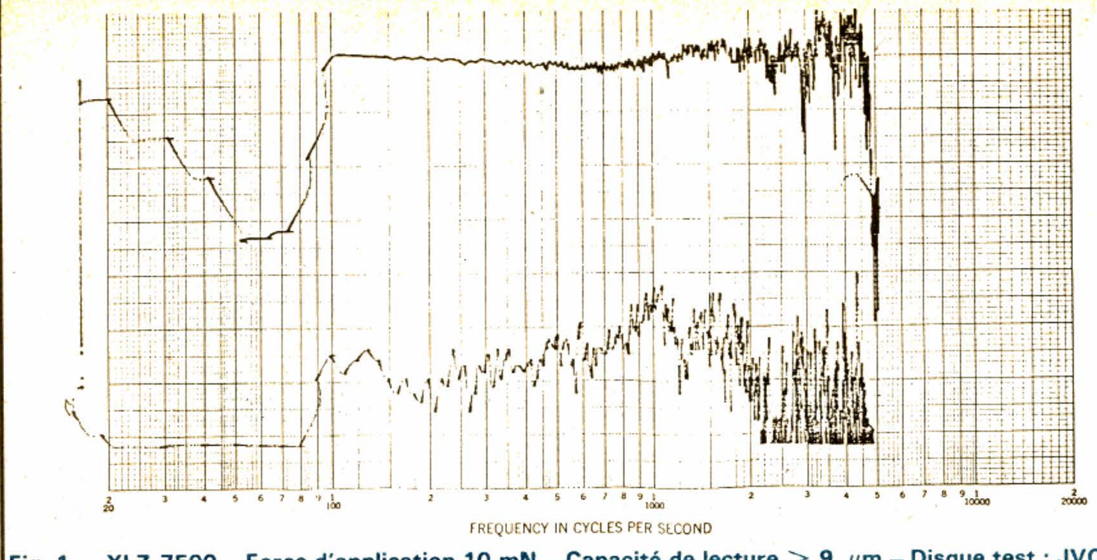


Fig. 1. – XLZ-7500 – Force d'application 10 mN – Capacité de lecture > 9 μm – Disque test : JVC 1005 (échelle de fréquences : × 10).

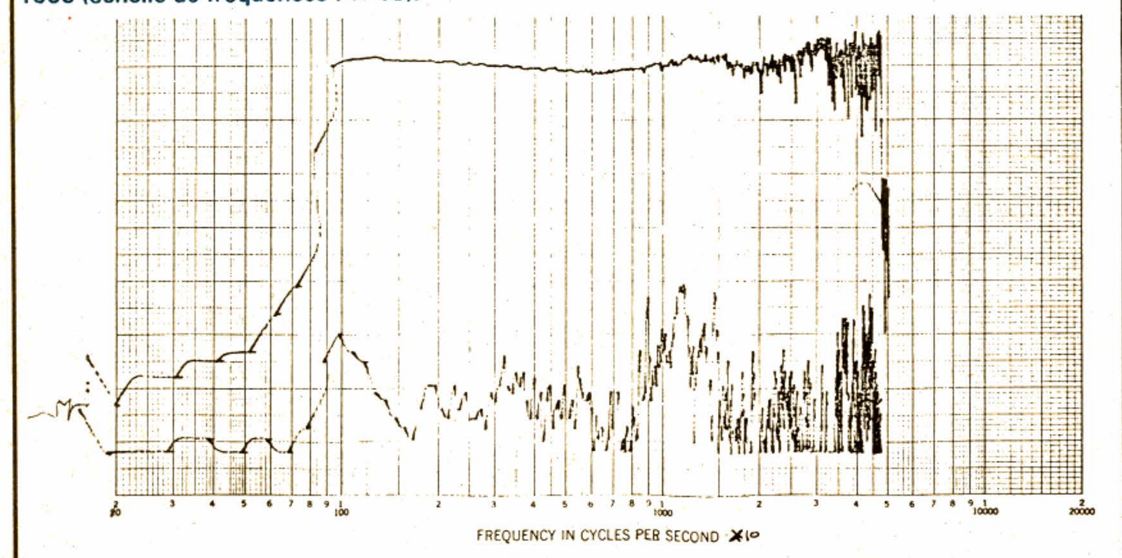


Fig. 2. – XLZ-7500 – Force d'application 10 mN – Capacité de lecture > 90 μm (pour 10 mN) – Disque test : JVC 1005 (échelle de fréquences : × 10).

ble que les contre-réactions indiquées puissent corriger la caractéristique d'enregistrement ; à moins qu'elles n'affectent quelques imperfections résiduelles du transducteur (?).

Avec une telle réponse en fréquence, tout laisse augurer une brillante restitution des transitoires et, très vraisemblablement des taux de distorsion, par harmoniques ou par intermodulation, très réduits. A noter, cependant, la très légère remontée de diaphonie (– 25 dB) entre 9 et 15 kHz, certainement associée à cette résonance en torsion, caractéristique des phonolecteurs stéréophoniques, centrés par ressort filiforme, testés sur canal unique (ici très remarquablement maîtrisée ; car la courbe de réponse du canal excité ne s'en ressent que très légèrement).

De toute évidence, le test final sera auditif, mais on peut déjà penser qu'il sera difficile de faire mieux (surtout en moyenne de production industrielle). Ces résultats ont été obtenus en sortie du pré-préamplificateur spécialement conçu pour le capteur XLZ/7500 S ; à partir du disque-test JVC 1005 (sauf pour la diaphonie, à 1 kHz, où le disque-test Pickering, mieux gravé, fut employé).

Tous les documents précédents (d'origine Pickering), nous ont été aimablement communiqués par le représentant européen de la firme, M. Untersander, avec quelques précisions intéressantes.

Il y a longtemps que Pickering et Stanton étudient, au laboratoire, la réponse électrique propre des équipages mobiles de leurs phonolecteurs, en les faisant travailler à basse impédance, pour éliminer l'influence des circuits électriques (corrélativement conçus pour masquer les imperfections). Au début, les résultats avaient été quelque peu décevants, jusqu'à la création du Modèle « XUV/4500 Q » spécialement destiné à la restitution des disques tétraphoniques « CD 4 », pour lequel la nécessité de reproduire des signaux, gravés aux alentours de 45 kHz, avait fait réaliser de gros progrès vers l'objectif désiré : un équipage mobile, mécaniquement aussi parfait et linéaire que possible. La disparition du « CD 4 » a freiné ces travaux ; l'intérêt principal se concentrant sur l'adaptation optimale, aux disques stéréo, des diamants conçus pour le « CD 4 ».

Toutefois, la reprise des études, sur la conception mécanique de l'équipage mobile ont abouti au récent modèle classique « XSV/5000 » (analogue au « 7500 S », avec une impédance classique). Pour ce nouveau modèle, furent mis au point un aimant au samarium-cobalt positionné de façon particulièrement soignée, de nouveaux matériaux amortisseurs et, surtout, une technique d'ancrage entièrement originale et brevetée, du tube porte-pointe.

Après cela il était naturel de proposer aux discophiles perfectionnistes une version basse impédance du « XSV/5000 », afin de profiter pleinement des qualités de transduction mécano-électrique du nouvel équipage mobile, et s'attaquer, avec des armes renouvelées, à la réputation de vertus « insurpassables » (?) des phonolecteurs électrodynamiques à bobines mobiles. Pickering et Stanton, qui ont déjà commencé cette lutte avec leurs modèles classiques, sont convaincus que l'actuelle vogue des transducteurs électrodynamiques tient, pour beaucoup, au fait que les brevets, protégeant leurs diverses conceptions, étaient largement caduques, et à l'efficacité, que nul ne saurait contester, de la machine promotionnelle japonaise (alors que la situation il y a quelques années, était différente pour les phonolecteurs électromagnétiques, à aimant ou à fer mobile ; maintenant la route est libérée : une bonne part des brevets Shure (aimant mobile) et Pritchard (aimant induit) sont tombés à l'ancienneté, et il n'est pas impossible que l'évolution des phonolecteurs en Extrême-Orient, ne s'en trouve affectée.

R. LAFAURIE

Presse technique étrangère

L'électronique au secours des démarrages difficiles

Le démarrage est toujours plus laborieux en hiver, car l'huile dans le moteur est moins fluide, la carburation devient mauvaise et la résistance interne de la batterie augmente. A partir de – 15 °C le démarrage devient souvent impossible. Ajouter une seconde batterie en parallèle sur la première ne constitue pas une bonne solution, car cela entraîne une surcharge de la dynamo.

La solution proposée ici consiste à ajouter une batterie en série avec la principale, ce qui permet d'avoir, au démarrage, une tension comparable à celle dont on disposerait normalement à une température de + 20 °C.

Le schéma (fig. 1) que nous reproduisons ici est, en gros, celui d'un système de démarrage classique, avec S_3 le contact (bouton ou clé) de mise en marche, qui commande le moteur M par l'intermédiaire du relais RL_2, S_5 le contact qui alimente la bobine d'allumage L, le rupteur S_6, le condensateur C et le circuit d'éclairage V.

Le circuit normal de la batterie est interrompu entre les points X et Y et on y introduit une batterie supplémentaire B_2, de 6 V, associée à un dispositif électronique assurant les fonctions suivantes :

1. – Pendant le démarrage, le relais supplémentaire RL_1 fait passer S_2 en position 2 et, par conséquent, met la batterie B_2 en série avec la batterie principale B_1 ;

2. – En marche ou même lorsque le moteur est arrêté, un courant régulé recharge la batterie supplémentaire.

Démarrage. – Lorsqu'on ferme par tel ou tel moyen le contact S_3, le relais RL_2 bascule et ferme le contact S_4, ce qui connecte le démarreur M à la batterie. Mais simultanément, le relais RL_1 bascule aussi, et le fait même, en réalité, un peu plus tôt que RL_2 car il est alimenté sous une tension plus élevée. Toujours est-il que l'action de RL_1 se traduit par la fermeture du contact 2 de S_2 donc par la mise de B_2 en série avec B_1. Pour ne pas interrompre le courant dans les bobines des deux relais pendant la commutation de S_2, le contact 1 est shunté par la résistance R_1. Bien que cela représente, pour la batterie B_2, une charge du 1,2 A pendant le démarrage, ce « surcroît » reste négligeable par rapport au courant total demandé.

Le relais RL_1 est shunté par la diode D_1, ce qui introduit un certain retard dans son retour au repos. Il en résulte que le relais RL_1 bascule un peu avant le relais RL_2 et revient au repos un peu plus tard que ce dernier, ce qui signifie que la puissance nécessaire à la commutation est dissipée essentiellement par RL_2, les contacts de RL_1 n'étant sollicités que dans un circuit déjà commuté.

La diode D_2 sépare les deux bobines de relais et empêche tout retard dans le retour au repos de RL_2. Les deux diodes, D_1 et D_2 peuvent être du même type : 1N4003, BY226, BY227, 1N4004 etc. L'interrupteur S_1 permet de mettre hors circuit le relais RL_1, lorsqu'on n'a pas besoin de la batterie supplémentaire B_2 pour le démarrage.

Recharge automatique. – L'énergie empruntée à la batterie additionnelle pendant le démarrage, qui demande un courant de 150A et dure 10 s, par exemple, représente 150 A. 10 s = 1 500 As ≈ 0,42 Ah. Cette perte est compensée, en marche, par la dynamo, et à l'arrêt par la batterie principale. Mais comme les tensions nominales des deux batteries sont différentes, on introduit un circuit de charge régulée comprenant les transistors T_1 et T_2 du schéma, le but de ce dispositif étant d'amener les deux batteries à un même état de charge, amenant l'annulation du courant de charge.

Le diviseur de tension R_2,



(Veuillez m'adresser votre documentation gratuite HR 200. Ci-joint 8 timbres pour frais)

BON GRATUIT D'INFORMATION

Niveau d'etudes .... Section choisie ....
NOM .... Prénom ....
ADRESSE ....

Ecole Privée INFRA - 24, rue Jean-Mermoz - 75008 Paris

R_3, R_4 doit avoir une résistance globale aussi réduite que possible pour que la tension prélevée sur R_3 puisse être considérée comme constante, mais, en même temps il doit présenter une résistance suffisante pour ne pas surcharger la batterie B_1. Le compromis choisi consiste à admettre que les pertes par le diviseur de tension sont du même ordre de grandeur que celles par autodécharge, qui représentent, par jour, 0,5 à 1 % de la capacité de la batterie.

Pour déterminer, approximativement, les caractéristiques du transistor de puissance T_1, à partir de la tension U_{B1} et U_{B2} des deux batteries respectivement, de la valeur de R_5 et de la puissance dissipée P_C on dispose des relations suivantes :

$U_{B1}/B_5 \leqslant I_{Cmax}$

et $(U_{B1} - U_{B2})^2/4\ R_5 < P_{Cmax}$.

Il en résulte que I_{Cmax} doit être de 2,4 A au moins et que la puissance dissipée est supérieure à 1,8 W. On peut utiliser, pour cet étage, un transistor tel que BD434, BD202 ou analogue. Le transistor T_2 peut être BC369, BC160, etc.

En ce qui concerne l'ampoule La, elle indique, en principe si l'ensemble fonctionne correctement. Au démarrage, lorsque les deux transistors sont saturés, l'ampoule brille à pleine lumière. Immédiatement après le démarrage, lorsque la recharge par la dynamo est énergique, l'éclat de l'ampoule dépend du nombre de tours, et il est d'autant plus vif que ce dernier est plus grand. Ensuite, en circulation et après quelque 15 minutes, l'ampoule s'éteint progressivement.

D'après L. Wilhelmy « Funk-Technik » (RFA)

Fig. 1

Un interrupteur électronique à seuil

Il s'agit, en réalité, de dispositifs électroniques, à commande manuelle ou automatiques, qui coupent ou rétablissent un circuit lorsque la tension qui leur est appliquée dépasse un certain seuil, soit en diminuant, soit en augmentant. Etant donné que ce seuil peut être généralement fixé dans une plage assez large de tensions et que le fonctionnement en rétablissement ou en coupure, pour une tension montante ou descendante, dépendent entièrement de la conception du schéma et des caractéristiques du relais employé, on peut entrevoir que le nombre de variantes possibles de ce montage, en réalité très simple, peut être assez grand.

Il s'agit ici d'un bistable du type trigger de Schmitt dont nous allons rappeler, brièvement, le fonctionnement. Supposons, pour commencer, que le montage est connecté à sa pile d'alimentation, mais qu'aucune tension n'est appliquée à une de ses entrées, A, B ou C, et que, de plus, le curseur de P_1 se trouve dans le bas de la piste (schéma fig. 2). Dans ces conditions, il est évident que T_1 est bloqué et que la tension sur son collecteur n'est pas tellement loin de la tension d'alimentation, ce qui provoque la saturation de T_2, dont la base devient nettement plus positive que l'émetteur, et dont le courant de collecteur entraîne le bas-

Tél. 583.41.63
YAC DISCOUNT
54, rue Albert (dans la cour), 75013 PARIS
OUVERT : du mardi au samedi de 10 h à 13 h et de 15 h à 19 h
Métro : Porte d'Ivry. Autobus 62, arrêt rue de Patay et 27: arrêt Oudiné

MAGNIFIQUE CHAINE COMPACTE
Ampli 2 x 16 W. Tuner FM stéréo PO-GO. Platine TD 33/45 T, capot plexi. K7 lect/enregist. Horloge affichage digital vert. Prises : casque, micros.
MATERIEL NEUF
Livré avec 2 enceintes et 2 micros.
~~2500 F~~ 1 590 F

PLATINE K7 STEREO
Très grande marque. Chargement frontal. Dolby. Bias. Equalizer, contrôle par LEDS. Niveau sortie réglable par VU-mètre. Sélect. de bande. Norm. Fero. CrO2.
Dim.: L.420 x H.140 x P.260 mm.
~~1190 F~~ 690 F

RADIO K7
Spécial ondes courtes PO-OC1, OC2.
Micro incorporé ......390 F
PO-GO-FM ....390 F

AUTO RADIO K7
PO-GO-FM stér. K7.
Normes DIN ....590 F
Tiroir antivol
Normes DIN ....75 F

CHAINE HIFI
Ampli 2 x 22 W. Tuner PO-GO-FM stéréo. Platine TD 33/45 T avec capot plexi. Platine K7 enregist/lecture.
VENDU COMPLETE avec RACK et 2 enceintes
~~3300 F~~ 2 190 F

AMPLI TUNER
2 x 25 W. PO-GO-FM. stéréo grande marque ......690 F

PLATINE TD
Entraînement courroie. Gde marque. Livrée complète ....690 F

PROMO ENCEINTES
2 x 15 W. les 2 ......120 F
3 voies face avant amovible.
40 W. la paire ....490 F
70 W. la paire ......1060 F
120 W. la paire .....1400 F

CALCULATRICE SHARP
EL220, 4 opé. M - M + % √ avec piles standard R6 75,00

PROJECTEUR S8 «Heurtier» enregist/lecture stéréo mixage.
~~5900 F~~ 2 150 F

CAMERA S8. Neuve livrée avec housse et 2 filtres 390 F
PROJECTEUR 8 S8. Neuf, livré avec bobines et accessoires ....390 F
L'ensemble ....690 F

TV ITT OCEANIC
N et B 46 ou 51 cm, 2e main, garantie 3 mois.
Prix ....450 F
Mécanique K7 enreg/lecture. Livré avec schéma ....140 F

CAMERA VIDEO PORTATIVE SONORE (N et B)
Grande marque. Pour magnétoscope ou surveillance vidéo. Viseur reflex.
Livrée complète ....1 090 F

MONITEUR VIDEO
Ecran de 31 cm EUMIG N et B. «IM 12». Pour micro-ordinateur, surveillance, etc.
EXCEPTIONNEL ......990 F
L'ensemble ....1900 F

ARRIVAGE STOCKS DE FAILLITES D'USINES
Appareils de mesure
• générateurs • oscilloscopes
• wobbuloscopes • alimentations.
1 wobbuloscope Metrix à partir de 250 F
Matériels vendus en l'état

EXPEDITIONS :
Chèque bancaire ou mandat à la commande
ENVOIS : Port dû
Liste de matériels à réviser (radio, platines, amplis, tuners, etc.) contre 1,60 F en T.P. et une enveloppe timbrée portant nom et adresse.
HP 1.3.82

culement du relais RL qui passe en position « Travail ». Soulignons encore une fois que cette position ne signifie pas du tout la fermeture d'un ou de plusieurs contacts, mais peut être à peu près tout ce qu'on veut : fermeture ou ouverture de tous les contacts, fermeture de certains et ouverture d'autres etc. Tout dépend du choix de la structure du relais.

Supposons maintenant que nous appliquons quelque 10 V à l'entrée B, tout le reste étant sans changement. Nous trouverons une tension de 0,124 V à peu près au curseur de P_1 et environ 0,25 V sur la résistance R_5, côté émetteurs, car le courant de l'ensemble, avec le relais excité, est de l'ordre de 25 mA. Le transistor T_1 reste bloqué, car pour le rendre conducteur, ou plus exactement le placer en régime de saturation, il faut rendre sa base plus positive que son émetteur de 0,7 V environ, c'est-à-dire le porter à 0,824 V. Pour le faire, on déplace le curseur de P_1 vers le haut, et quelque part vers le milieu de la piste on trouve un point où l'état du bistable change brutalement : le relais RL revient à sa position de repos, car T_2 se bloque, en même temps pratiquement que T_1 devient conducteur.

Pour faire revenir le trigger dans l'état T_1 bloqué - T_2 saturé, il faut ramener le curseur de P_1 assez nettement en arrière, vers les valeurs moins positives de la tension au curseur de P_1, ce qui signifie qu'un trigger de ce type bascule d'un état à l'autre pour des valeurs différentes de la tension d'entrée, et que cette dernière présente toujours deux seuils : le seuil bas, avec T_1 saturé et T_2 bloqué ; le seuil haut, avec T_1 bloqué et T_2 saturé. Il se produit là un phénomène analogue à l'hystérésis et propre à tout système bistable, l'écart entre les deux seuils variant suivant la structure du schéma, les transistors utilisés (germanium ou silicium), la température, etc., mais se situant le plus souvent vers 0,2 à 0,5 V.

En ce qui concerne les transistors, n'importe quel modèle N.P.N., silicium faible puissance B.F. (500 à 800 mW), convient pour le schéma proposé : BC 109, BC 549, BC319, BC173, BC239, BC409, etc.

Le relais RL sera choisi parmi des modèles miniatures, avec une bobine dont la résistance est de quelque 300 Ω et qui « colle » bien pour un courant de 20 à 25 mA.

Le potentiomètre est un modèle linéaire, de 0,5 W et toutes les résistances fixes sont du type 0,3 W.

« Funk-Technik » (R.F.A.), 14-1972

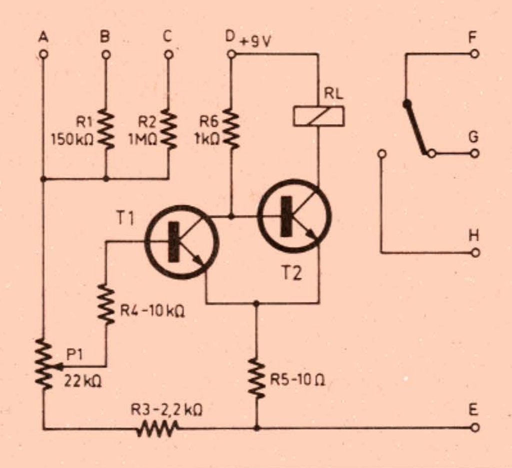


Fig. 2

PAR CORRESPONDANCE COURS PROGRESSIFS A DIFFERENTS NIVEAUX

■ électronique radio-TV

■ techniques digitales & micro-électronique

■ microprocesseurs

● DOCUMENTATION GRATUITE HR 2000 "COURS PAR CORRESPONDANCE" sur demande

(Voir notre bon-réponse page précédente).
Précisez la section choisie et le niveau d'études.
(Joindre 8 timbres pour frais).



STAGES INTENSIFS THEORIQUES & PRATIQUES

MICROPROCESSEURS

TRAVAUX PRATIQUES/MANIPULATIONS SUR MAQUETTE EVOLUEE DEMEURANT EN OPTION PROPRIETE DU CANDIDAT

■ DEROULEMENT DU STAGE
- 2 mois, à raison d'une journée par semaine *(Région parisienne)*
- Sur demande, au sein des entreprises *(intra-entreprises)*

■ FOURNITURES D'ETUDES A CONSERVER
- Tome INFRA, cours général de microprocesseur
Schémathèque et documentation de travail
- S'il y a lieu, en option, maquette TP extensible en micro-ordinateur pour applications complémentaires

■ DOCUMENTATION GRATUITE HR200
— "COURS PAR CORRESPONDANCE" ou
— "STAGES SPECIALISES"
sur demande

(Voir notre bon-réponse page précédente).
Précisez la section choisie et le niveau d'études.
(Joindre 8 timbres pour frais).



infra
ECOLE TECHNIQUE PRIVEE SPECIALISEE
24, rue Jean-Mermoz, 75008 PARIS
métro : Ch.-Elysées - Tél. 225.74.65 et 359.55.65

Générateurs simples à circuits intégrés

Il arrive de temps en temps que l'on se trouve en présence d'une section non utilisée d'un circuit intégré, une section parfaitement inutile toute seule, mais qui peut devenir intéressante si on lui ajoute un transistor, par exemple.

Le schéma de la figure 1 fournit une illustration d'un cas de ce genre : avec une seule porte Nand (le quart d'un CI N7400 A, par exemple), associée à un transistor quelconque on obtient un générateur d'impulsions, dont le fonctionnement se déroule de la façon suivante. Au moment où une montée positive de la tension apparaît à la sortie de la porte G_1, le condensateur C_1 se charge rapidement à travers le transistor T_1 qui est conducteur, la constante de temps de la charge étant C_1 (R_3 + R_{be}), où R_{be} représente la résistance du transistor en état de conduction. Lorsque la charge est terminée, le courant à travers T_1 se réduit à une valeur pratiquement nulle. La tension négative qui subsiste sur l'armature de C_1 côté R_3 bloque le transistor et la sortie de G_1 se trouve au niveau logique bas. Le condensateur C_1 commence à se charger « à l'envers », la constante de temps de ce cycle étant C_1 (R_1 + R_3).

Dès que la tension à la base du transistor atteint le seuil de conduction (0,6 à 0,7 V), le transistor devient conducteur et la sortie de G_1 passe au niveau logique haut, après quoi le cycle se répète. En modifiant la valeur de R_1 et de R_3 et celle de C_1 on peut ajuster les paramètres des impulsions produites.

La figure 2 montre le schéma d'un générateur d'impulsions rectangulaires, dont la fréquence de récurrence va de 0,2 Hz à 500 kHz. Il est possible de faire varier le rapport cyclique entre 2 et 500 à 1 000 à peu près, suivant la gamme. A noter que la variation de la tension d'alimentation de ± 10 % provoque un glissement de fréquence de ± 8 à 10 %.

Fig. 1

Fig. 2

Le schéma de la figure 3 représente un « signal-tracer » TV qui permet de vérifier l'état de la partie HF (sélecteur de canaux), de l'amplificateur FI et de l'amplificateur vidéo d'un téléviseur. L'ensemble utilise un circuit intégré du type SN5400 S, MC5400 P, SFC400 PM, etc., qui représente quatre portes Nand à deux entrées. Les portes G_2 et G_4 forment le générateur de la porteuse (environ 18 MHz) qui contient un spectre très large d'harmoniques. Le générateur HF est commandé par des impulsions dont la fréquence de récurrence est de 300 Hz et qui proviennent du générateur comportant la porte G_1 et le transistor T_1. Lorsqu'on connecte ce « tester » à l'entrée d'antenne du téléviseur, on observe l'apparition sur l'écran de 6 barres noires et on entend en même temps le signal BF. Si on veut contrôler l'amplificateur vidéo, on prélève le signal à la sortie BF et on stabilise l'image obtenue (barres horizontales) en modifiant la valeur de R_1 que l'on a tout intérêt à rendre ajustable ou variable.

Pour les trois montages, le transistor T_1 peut être un silicium quelconque : BC 107A ou B, BC 547, BC 548A ou B, etc. Pour la figure 3, les quatre portes peuvent être constituées par les circuits intégrés tels que N7400 A **(Signetics)**, 9N00 **(Fairchild)**, MC7400 P **(Motorola)**, DM7400 N **(National)**, etc.

« Radio » (U.R.S.S.), 3-1978

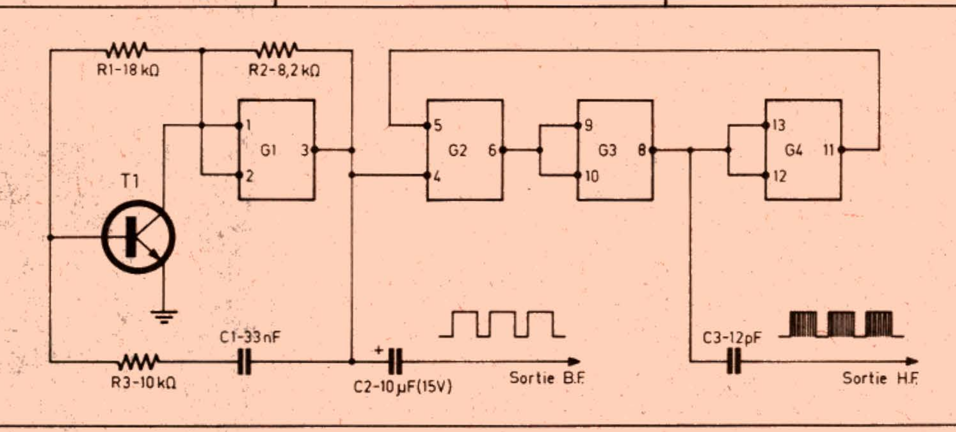


Fig. 3

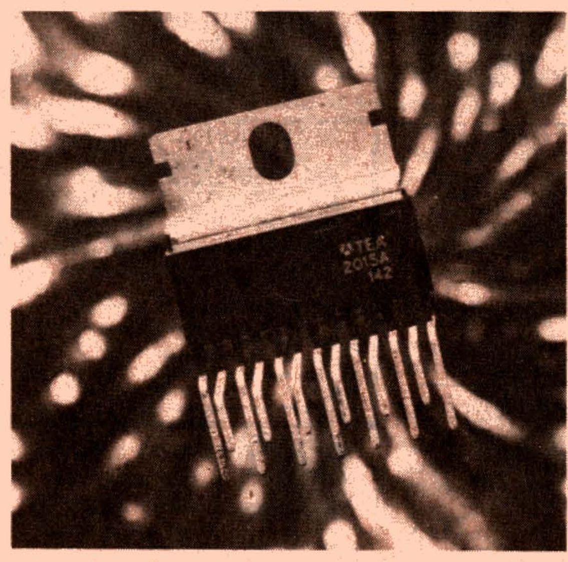
Nouveautés Thomson EFCIS

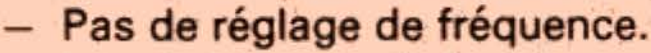
TEA 2015 A – Circuit pour le balayage vertical pour TV et console de visualisation.

Ce circuit est un système complet de balayage vertical pour récepteur de télévision et console de visu. Il contient un générateur de fly-back, un générateur de rampe synchronisable, un amplificateur de puissance, un générateur d'effacement et des dispositifs de sécurité.

Ses transistors de puissance largement dimensionnés et son boîtier spécial « single in line » le rendent apte à fonctionner directement sans étage de puissance extérieur.

Le TEA 2015 A est le circuit adapté au balayage des systèmes de visualisation grâce à son boîtier dissipant économique (pas de radiateur externe), et au nombre très faible de composants extérieurs nécessaires (faible coût de l'environnement).





Caractéristiques principales :
- V_{CC} max : 30 V.
- V fly-back : 60 V.
- I_o : ± 1 A
- Pas de réglage de fréquence.
- Le réglage de linéarité peut-être supprimé en fonctionnement normal.
- Pas de variation de linéarité dans le temps.

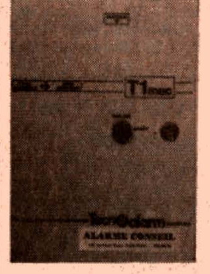
TEA 2014 – Circuit de commutation vidéo pour adaptaion aux connecteurs SCART

Ce circuit prend en charge les commutations vidéo nécessaires pour assurer l'interface entre le récepteur et les périphériques branchés sur la prise normalisée par le SCART (Péri-télévision).

Caractéristiques principales :
- Une sortie vidéo non commutable 75 Ω – 1 V crête-crête.
- Une sortie commutable vidéo : 2 V crête-crête.
- Diaphonie > 40 dB.
- Entrées vidéo clampées : alignement sur le top de synchro
- Protection contre les courts-circuits des entrées et des sorties.
- Boîtier Munidip DIL 8 plastique

DES INSTALLATEURS VOUS PROPOSENT LEUR MATERIEL PROFESSIONNEL :

Centrale CT 01
1200 F



CT 01
Chargeur 1, 5 A
Sans analyseur

Centrale CT 02
1900 F

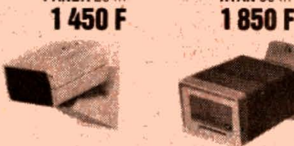
- 2 entrées individuelles avec visualisation sur chacune d'elles : instantanée et retardée, NO et NF
- Chargeur pour batterie au plomb, régulé en tension et courant
- 3 temporisations réglables : entrée, sortie, durée de sirène
- Circuit anti-sabotage et anti-hold-up 24h/24
- Sortie sirènes classiques et auto-alimentées
- Sortie pré-alarme
- Sortie contact auxiliaire 6 A 220 V

GARANTIE 3 ANS

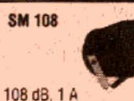


CT 02
Chargeur 2 A
Analyseur pour contacts inertiels
Mémorisation d'alarme pour chaque entrée et 24 h
Mémorisation défaut secteur
Indication défaut batterie

Radars hyprfrequences à portee et integration reglables, affichage progressif de la detection par echelle de LED. Tres esthetiques. GARANTIS 3 ANS.
PANDA 20 m **1 450 F**
TITAN 30 m **1 850 F**



SM 108
108 dB, 1 A
80 F (port 10 F)



SE 110
110 dB, 0,75 A
170 F (port 15 F)

***PROMOTION :* 890 F** (port 30 F)
Détecteur infra-rouge passif portée 8 mètres



IR 771

SA 110 A : 895 F
SA 125 A : 930 F
SA 130 A : 990 F
Auto-alimentées, auto-protégées.
Batteries incluses

Clavier commande codée
avec voyant
et auto-protection
425 F
(port 10 F)

CONTACTS : ILS
Ouverture d'issues à encastrer ou saillant .... **18 F**
Tapis contact grand modèle 70 × 40 .... **45 F**
modèle escalier 60 × 18 .... **32 F**
Détecteur thermique 570 .... **45 F**

ALARME AUTO
A RADAR ULTRA-SONS
montage facile
PRIX ALARME CONSEIL 445 F
(port 15 F



Transmetteur d'Alarme téléphonique à message parlé à bande sans fin.
Agréé PTT .... **3 490 F** (port 40 F)

CATALOGUE TARIF GRATUIT SUR DEMANDE

NOUS VOUS PROPOSONS EGALEMENT DES CHAINES « HAUTE SECURITE » ALARME CONSEIL : DES ENSEMBLES COMPLETS, PRETS A INSTALLER, A PRIX ALARME CONSEIL (nous consulter)

ASSISTANCE-CONSEIL EN NOTRE MAGASIN TOUS LES JOURS SAUF DIMANCHE DE 10 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h 30. NOCTURNE LE JEUDI JUSQU'A 21 h

ALARME CONSEIL

138, bd Murat - 75016 PARIS (Métro - Autobus - Périphérique Porte de Saint-Cloud Parking facile) **224 97 44**

Bloc-notes

Les journées professionnelles de la diffusion sonore et de la lumière

Les journées professionnelles de la diffusion sonore et de la lumière se tiendront les 29, 30, 31 mars et 1er avril au Parc Floral de Vincennes.

Voici le thème des conférences qui seront organisées aux cours de ces journées :

La lumière :

– Comment équiper une petite salle de spectacle ? par François-Eric Valentin, scénographe et éclairagiste.

– L'éclairage de cabaret, par Gérald Boisson.

– Comment choisir un bon projecteur ? par Michel Ginane professeur à l'E.N.S.A.T.T.

– Les filtres de couleur, par François-Eric Valentin.

Le son :

– Comment équiper une petite salle de spectacle.

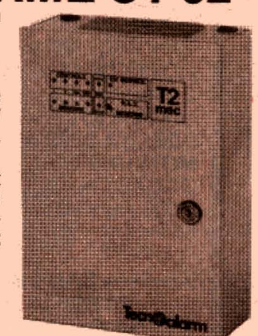
– Deux sujets non encore communiqués.

– Eléments techniques pour la constitution d'une station de radiodiffusion.

– Les radio-libres : problèmes de programmation, débat animé par Alexandre du magazine Antennes et par Jean-Paul Laleu, responsable de promotion disques. Avec la participation d'Yves Mourousi sur le sujet : un programme « Clé en main ».

CENTRALE D'ALARME CT 02

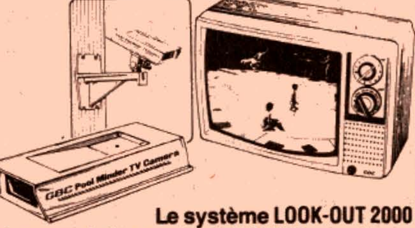
- 2 zones individuelles de détection avec mémorisation d'alarme sur chaque zone
- Circuit analyseur sur chaque voie pour contact inertiel
- Temporisation d'entrée/sortie et durée d'alarme réglable
- Détection : un circuit détecteur immédiat, un circuit de détection retardé, un circuit de détection et contrôle 24 h/24 h de l'ensemble des détecteurs RADAR-CONTACT NF, contact inertiel et avertisseur d'alarme
- Alimentation : **entrée** 220 V, chargeur régulé en tension et courant ; **sortie** 12 V pour RADAR hyperfréquence, RADAR infra-rouge, sirène extérieure auto-alimentation, auto-protégée. Sortie préalarme, sortie pour élcairage des lieux et transmetteur téléphonique



1 900 F Franco de port

SYSTEME VIDEO SECURITE

Vous permet de **VOIR** et de **COMMUNIQUER** à l'**EXTERIEUR** en étant à l'**INTERIEUR.**



Le système LOOK-OUT 2000 est composé d'un combiné **TV/VIDEO** surveillance et interphone comprenant : • 1 CAMERA **CTC 2200** • 1 INTERPHONE • 1 TELE **N/B** 1re, 2e et 3e chaîne + circuit vidéo • 1 SUPPORT CAMERA **VM 36.**

5 450 F TTC • frais port SNCF

INTERRUPTEUR SANS FIL portée 100 mètres

Nombreuses applications (porte de garage, éclairage jardin, etc.) Alimentation du récepteur : entrée 220 V sortie 220 V, 500 W EMETTEUR alimentation pile 9 V **AUTONOMIE 1 AN**

650 F Port 25 F

VOTRE 1re LIGNE DE DEFENSE CONTRE LES CAMBRIOLEURS

Pré-détection d'intrusion par allumage des lumières. Eclairage automatique de locaux en présence de mouvement. Allumage de vitrines au passage de piétons. Le **Radar G** a été conçu pour répondre à une vaste demande concernant la commande automatique de divers processus utilisant la détection de mouvement. Il ne nécessite aucune installation, il suffit de raccorder la fiche mâle au secteur et l'éclairage de l'appareil à commander à la prise femelle.
Dimensions : 193 × 127 × 166 m. Poids : 600 g. Consommation : 0,5 watt/heure. Réglage de portée et de temporisation de durée d'éclairage. Pouvoir de coupure : 200 V, 500 W. Possibilité pour les pavillons de le placer à l'extérieur.

PRIX : 1350 F port 25 F

Option : relais 4 kVA .... **140 F**
Option : caisson étanche .... **170 F**

DETECTEUR D'INCENDIE

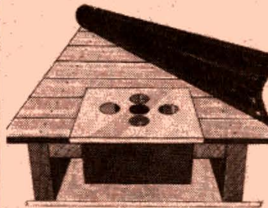
et de fumée. Nombreux modèles en stock. NOUS CONSULTER

LA PROTECTION ELECTRONIQUE Appartement, pavillon, magasin

LA CENTRALE CT 01 qui est le cerveau d'une installation de détection a des capacités étonnantes. En sélectionnant la CENTRALE CT 01 nous avons voulu un cerveau intelligent et fiable afin de mieux vous protéger de visiteurs indésirables. LA CENTRALE CT 01 traite les informations fournies par les détecteurs volumétriques ou périphériques. Elle déclenche les alarmes (peut déclencher un transmetteur téléphonique, éclairage des lieux, etc.) même en cas de coupure d'électricité grâce à sa double alimentation secteur et batterie qui est rechargeable par la CENTRALE CT 01 elle même.
— Circuit anti-hold-up et anti sabotage 24-24
— Circuit sirène auto-alimentée, auto-protégée.
Dimensions : H. 315 ; L. 225 ; P. 100.

PRIX : 1 200 F frais d'envoi 35 F

LE COFFRE INVISIBLE



Sans clé, 8 000 combinaisons. Votre première ligne de défense contre les cambrioleurs. Suffisamment grand pour recevoir vos valeurs usuelles, votre argent, vos bijoux. Le **HIDEAWAY** a été conçu pour être **ENCASTRE** dans **UN MUR** ou dans le **PLANCHER.** Dim. extérieures : 280 × 280 × 120. Poids : 6,5 kg. Documentation complète sur toute la gamme contre 16 F en timbres.

1200 F

MICRO EMETTEUR



DEPUIS 450 F frais port 25 F

Documentation complète contre 10 F en timbre.

COMMANDE AUTOMATIQUE D'ENREGISTREMENT TELEPHONIQUE

non homologué

Se branche simplement entre un fil d'arrivée de la ligne téléphonique (en série) et l'enregistreur magnétophone (modèle standard). Vous décrochez votre téléphone et l'enregistrement se fait automatiquement.
Vous raccrochez et votre enregistreur s'arrête.
Ne nécessite aucune source d'énergie extérieure. Muni d'un bouton de commande d'avance automatique de la bande d'enregistrement. Dimensions 95 × 30 × 30 mm. Poids 35 grammes.

Frais d'envoi 16 F
PRIX 270 F

BANDE MAGNETIQUE



professionnelle sur bobine 270 mm long. 1 096 m suivant disponibilité dans les marques AMPEX, SCOTCH, SUNDKRAFT. Matériel ayant très peu servi, mais en excellent état.
28 F pièce, par 5 : **27 F** pièce,
Frais d'envoi 27 F :
par 10 : 26 F pièce, frais envoi SNCF
par 20 : 25 F pièce, frais envoi SNCF
BOBINE vide de 18 cm BASF plastique 80 F. Les 10 : frais d'envoi 16 F
CASSETTE LOW NOICE C 60
Les 10 : 40 F frais port 15 F
C 90 les 10 : 60 F frais port 15 F
BASF toute la gamme disponible.

COMMANDE A DISTANCE

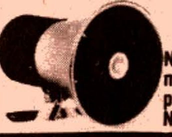
Codée, 259 combinaisons pour porte de garage ou autres applications.
Circuit normalement fermé ou normalement ouvert
Alimentation récepteur 12 ou 24 V
Alimentation émetteur 9 V
PORTEE 100 m

L'ENSEMBLE émetteur/ Récepteur ..... **780 F**

SIRENES POUR ALARME

SIRENE ELECTRONIQUE
Homologuée Préfecture de Police Ministère de l'Intérieur 53 AS

12 V. 0,75 Amp. 106 dB



170 F frais d'envoi 15 F

Nombreux modèles professionnels Nous consulter

DECTECTEUR RADAR PANDA anti-masque

Emetteur-récepteur de micro ondes. Protection très efficace même à travers des cloisons. S'adapte sur la centrale d'alarme CT 01. Supprime toute installation compliquée. Alimentation 12 Vcc. Angle protégé 140°. Portée 3-20 m.

PRIX : 1 450 F Frais d'envoi 40 F

POCKET-CASSETTE « VOICE CONTROL »

Magnétophone. Système d'enregistrement à contrôle vocal. Touches : pause, compte-tours.

PRIX UNIQUE : 390 F Frais d'envoi : 25 F

EXPLOREZ LES UHF



avec le convert. 410-875. Récept. des 3 ch. télé + cert. émiss. spéc. Se raccorde à un récept. FM class. Fonct. en 12 V. 4 touches préréglées et recherche manuelle.

Prix 220 F
Frais env. 10 F

BLOUDEX ELECTRONIC'S

141, rue de Charonne, 75011 PARIS
Tél. : 371.22.46 - Métro : CHARONNE

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat

LES AMPLIFICATEURS B.F.
de petite puissance

BEAUCOUP d'électroniciens débutants se trouvent embarrassés lorsqu'ils veulent réaliser un amplificateur de puissance, même si une faible puissance leur est nécessaire.

Le but de l'article de ce mois est de leur expliquer comment fonctionne un amplificateur de puissance « push-pull » afin de les aider pour la réalisation d'un amplificateur BF de petite puissance.

Nous commencerons par parler des classes de polarisation, puis nous rappellerons ce que sont les montages fondamentaux d'un transistor.

Nous passerons ensuite à la pratique en indiquant la façon de régler et de contrôler la polarisation d'un étage, afin d'éviter les écrêtages. Nous verrons comment fonctionne un push-pull et comment reconnaître les différents types : parallèle, série, symétrie complémentaire et quasi complémentaire. Enfin nous examinerons quelques détails d'un amplificateur type.

Par la suite, nous passerons à la réalisation d'amplificateurs à transistor et intégrés.

Classe A
Classe B

La « classe » d'un amplificateur définit sa polarisation.

La classe A est la plus courante pour les amplificateurs de tension. La tension V_0 de sortie de l'amplificateur est toujours présente, même s'il n'y a aucun signal à l'entrée. Cette tension V_0, mesurée au voltmètre ou avec un oscilloscope, se règle en jouant sur la valeur de la polarisation du transistor (potentiomètre P de la figure 1).

Un signal alternatif v étant appliqué à l'entrée de l'étage, on retrouve en sortie cette tension amplifiée variant de part et d'autre de la tension V_0 (voir figure 7 représentant ce signal sur l'écran d'un oscilloscope).

Pour des raisons que l'on comprend (écrêtage), si la tension de sortie doit avoir une amplitude assez grande, la tension V_0 doit être approximativement égale à U/2.

La classe B est celle des amplificateurs de puissance push-pull. Elle se caractérise par le fait qu'en l'absence de signal à l'entrée, le courant collecteur est pratiquement nul. La valeur de la tension V_0 est donc proche de celle de la tension d'alimentation.

La tension de polarisation est réglée pour un courant I_B proche de zéro.

Les montages fondamentaux

On sait que les trois montages fondamentaux d'un transistor sont les montages base commune, émetteur commun et collecteur commun.

Aujourd'hui, nous nous occuperons des deux derniers car il est nécessaire de pouvoir les reconnaître dans un schéma afin de bien com-

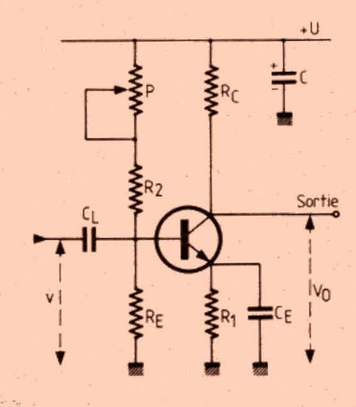


Fig. 2. – Schéma théorique du montage émetteur commun.

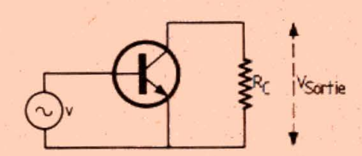


Fig. 1. – Montage émetteur commun. Le signal est appliqué entre base et émetteur.

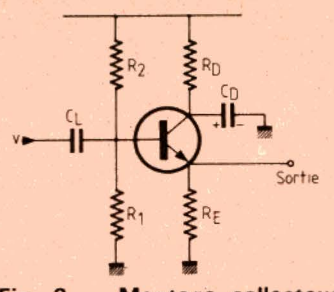


Fig. 3. – Montage collecteur commun. La résistance R_E n'est pas découplée.

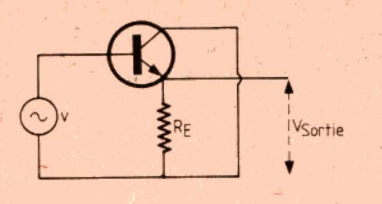


Fig. 4. – Schéma théorique du montage collecteur commun. La résistance R_E est commune aux circuits d'entrée et de sortie.

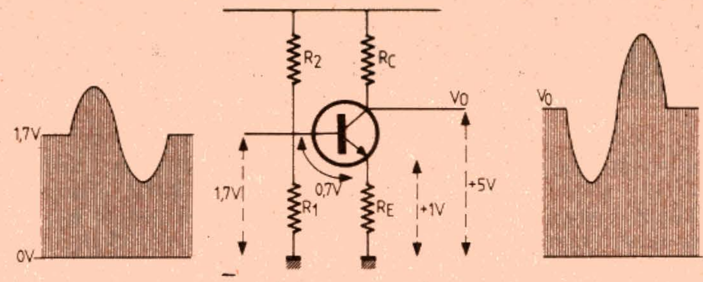


Fig. 5. – Transistor polarisé en classe A. La tension en sortie est proche de U/2.

prendre le fonctionnement des étages d'un ampli BF de puissance.

Prenons d'abord le montage le plus classique : l'émetteur commun, représenté sur la figure 1. On reconnaît aisément le circuit avec, en plus, le condensateur C de découplage de l'alimentation, et le condensateur C_L de liaison. Une tension basse fréquence v est appliquée à l'entrée. La fréquence du signal est telle que ces condensateurs ont une réactance négligeable et sont équivalents à des courts-circuits pour la gamme de fréquence considérée. Cette dernière remarque permet de simplifier le montage pour plus de compréhension. Pour cela, on retire les circuits d'alimentation et de polarisation, de même que les composants courts-circuités par la réactance des condensateurs. On arrive au schéma théorique (fig. 2) d'où on tire la conclusion suivante.

Dans un montage émetteur commun, le signal d'entrée v est appliqué entre base et émetteur, et le signal de sortie se trouve entre collecteur et émetteur.

Passons au montage collecteur commun (fig. 3) représenté ici avec une cellule de découplage R_D C_D. La différence fondamentale par rapport au montage précédent réside dans le fait que la résistance de charge se trouve dans le circuit émetteur.

En simplifiant à l'extrême le circuit, on obtient le circuit de base (fig. 4). Le signal d'entrée v n'est plus appliqué entre base et émetteur, et la résistance de charge R_E est commune aux circuits d'entrée et de sortie. On dit qu'il y a contre-réaction. La tension de sortie est inférieure à celle de l'entrée. L'impédance du circuit d'entrée est très élevée, ce qui fait que le montage collecteur commun est utilisé comme adaptateur d'impédance.

Le premier schéma

Le schéma le plus simple comporte une charge directement connectée dans le circuit collecteur du transistor qui fonctionne en classe A. La charge peut évidemment être un haut-parleur de haute impédance ou bien encore un écouteur.

Au repos, la tension par rapport au potentiel masse est + 1,7 V sur la base et + 5 V sur le collecteur. Un signal appliqué sur la base se retrouve amplifié en sortie, comme le montre le dessin (fig. 5). Plus ce signal sera élevé, plus la puissance sonore sera grande.

On est toutefois limité par la tension d'alimentation et la tension émetteur.

En augmentant inconsidérément le signal d'entrée, il y a écrêtage en sortie. Un bon moyen de se rendre compte du phénomène est de brancher un oscilloscope entre collecteur et masse (fig. 6 et 7).

L'oscilloscope est réglé sur la sensibilité 1 V/division, l'entrée étant sur la position « continu » ou « DC ». D'abord, sans signal à l'entrée, on mesure les tensions sur les points suivants : alimentation (+ 9 V), tension collecteur (c'est la tension de repos qui est de + 5 V dans notre exemple), tension émetteur (+ 1 V). On injecte ensuite un signal provenant d'un générateur BF, le balayage de l'oscilloscope étant correctement réglé, on peut voir sur l'écran le signal de sortie (a) de part et d'autre du point de repos de + 5 V.

La limite sans distorsion est atteinte lorsque la crête positive atteint la valeur de la tension d'alimentation de + 9 V.

Quant à la crête négative, sa limite est celle de la tension émetteur (+ 1 V).

Au-delà le signal est tronqué, il y a distorsion. Le signal maximal utilisable est de 8 V crête à crête, soit en valeur efficace :

$$\frac{8}{2} \times 0{,}707 = 2{,}8 \text{ volts}$$

La puissance dans la charge est : P = Veff × Ieff, ou (puisque Ieff = Veff/Rc)

$$P = \frac{(Veff)^2}{Rc}$$

Si la charge Rc est un écouteur de 2 000 Ω, la puissance dans cet écouteur est de

$$P = \frac{(2{,}8)^2}{2\,000\ \Omega}$$

soit 3,9 milliwatts, ce qui est bien faible.

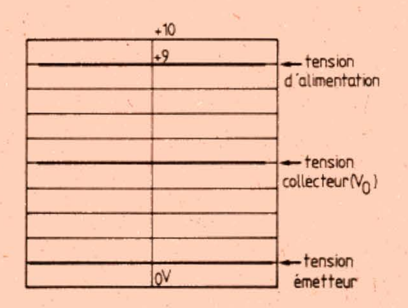


Fig. 6. – Mesure des tensions continues à l'aide d'un oscilloscope.

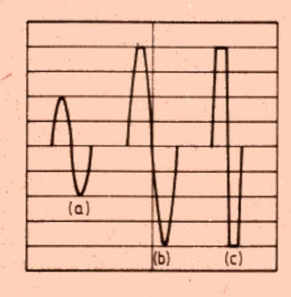


Fig. 7. – L'oscilloscope permet de contrôler l'écrêtage en sortie.

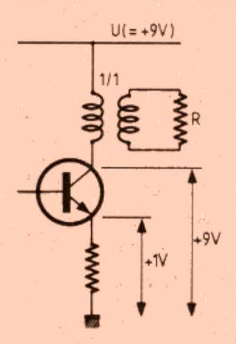


Fig. 8. – L'utilisation d'un transformateur permet d'augmenter la puissance de sortie.

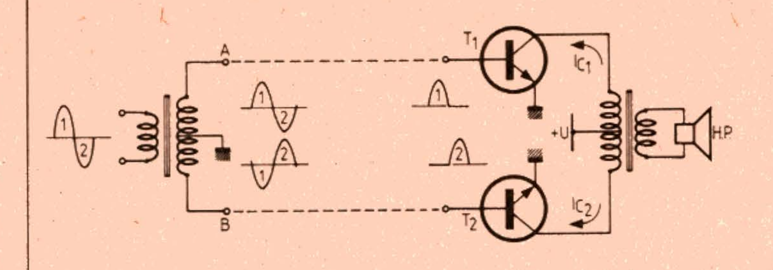


Fig. 9. – Schéma de base du push-pull.

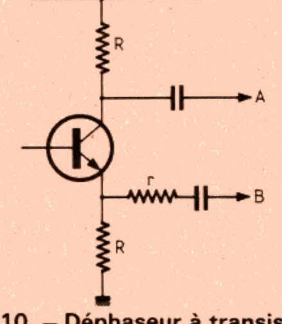


Fig. 10. – Déphaseur à transistor.

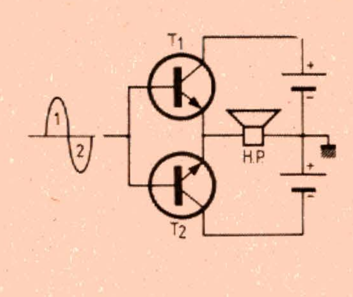


Fig. 11. – Push-pull série.

En augmentant la tension d'alimentation ou en utilisant un transformateur, comme nous allons le voir, la puissance peut être très augmentée.

Dans l'exemple précédent la valeur de la charge était imposée. Si elle ne l'est pas, quelle est la valeur optimale à utiliser ? La charge est égale au rapport :

$$\frac{\text{Vcc max sans distorsion}}{\text{Icc max sans distorsion}}$$

La tension maximale crête à crête (Vcc max) est dans notre exemple égale à 8 V. Le courant correspondant (Icc max) est égal au Ic max donné par le constructeur. Avec un BC 140 (Ic max = 1 A), la valeur optimale est de 8 Ω, et la puissance dans la charge est, d'après la formule, Veff × Ieff = 2,8 V × 0,35 A = 0,98 W.

La puissance de sortie est augmentée par l'emploi d'un transformateur de couplage entre le transistor et la résistance de charge. Ce transformateur est de rapport 1/1 et on suppose que sa résistance ohmique est négligeable.

La tension au repos (sur le collecteur) est égale à la tension d'alimentation U, puisqu'il n'y a pas de chute de tension dans l'enroulement du primaire du transformateur. La tension efficace correspondant au maximum sans distorsion est : tension au repos moins tension émetteur, soit 10 V – 1 V = 9 V. Quant à la puissance, elle est de

$$\frac{(9)^2}{2\,000} = 40 \text{ mW}$$

Ainsi la puissance de sortie est considérablement augmentée par l'utilisation d'un transformateur (fig. 8).

Autre avantage du transformateur : la résistance R d'utilisation peut être modifiée, la charge du transistor reste la même si le rapport de transformation du transformateur est également modifié en conséquence.

Le push-pull

Avec les semiconducteurs, la technique actuelle pour sortir une puissance B.F. est le « push-pull », technique qui consiste à utiliser deux transistors, chacun amplifiant une alternance (classe B).

Le push-pull dit « parallèle » nécessite l'emploi d'un déphaseur qui peut être un transformateur (fig. 9) ou un transistor (fig. 10).

Si on considère sur le primaire du transformateur d'entrée une période du signal aves ses alternances positive (1) et négative (2), le secondaire nous donne entre chaque extrémité (A, B) et la masse, deux signaux en opposition de phase.

Le point A du secondaire est connecté à la base d'un transistor NPN (T_1) qui amplifie l'alternance 1, tandis que l'alternance 2 est amplifiée par le transistor T_2, également NPN.

Les deux transistors fonctionnent alternativement et on retrouve sur les collecteurs les deux alternances, chacune ayant comme amplitude max. une valeur sensiblement égale à U.

Nous n'avons représenté sur la base qu'une seule alternance positive, seule cette alternance est amplifiée par le transistor, la partie négative bloquant ces NPN.

Le transformateur de sortie permet d'adapter la charge, tout comme le montage de la figure 9.

Quant au transformateur déphaseur, dit « d'attaque », ou encore appelé « driver », il peut être remplacé par un transistor ayant des charges égales dans les circuits émetteur et collecteur. Une résistance « r » est placée côté émetteur, afin de compenser la faible impédance de sortie du transistor côté émetteur.

Ce transistor déphaseur ou ce transformateur driver peut être supprimé si on choisit la technique « push-pull série » ou « symétrie complémentaire » faisant appel à des transistors de caractéristiques identiques, mais de structure opposée, autrement dit à une paire NPN/PNP (fig. 11).

On remarque que la charge se trouve entre émetteur et masse. L'alternance positive du signal à l'entrée bloque le transistor T_2, mais est amplifiée par T_1. C'est le contraire qui se passe pour l'alternance négative 2, elle est amplifiée par T_2 et bloque T_1.

Ce circuit est d'une grande simplicité par rapport au push-pull parallèle ; en revanche il nécessite une alimentation spéciale et des transis-

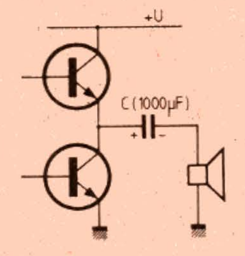


Fig. 12. – Push-pull série quasi-complémentaire.

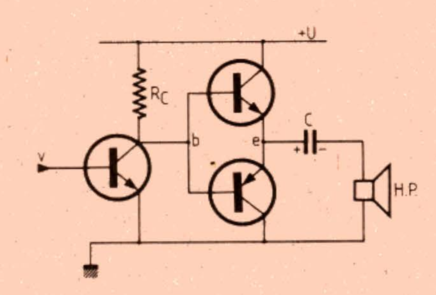


Fig. 13. – Les transistors de sortie fonctionnent en collecteur commun.

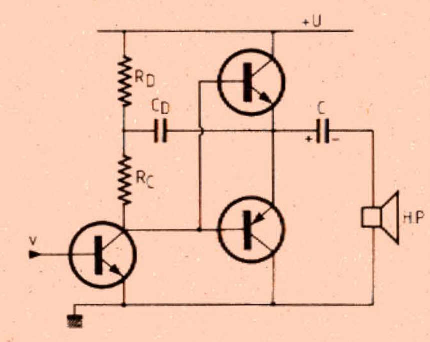


Fig. 14. – Les transistors de sortie fonctionnent en émetteur commun.

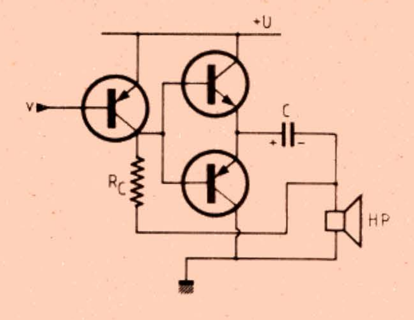


Fig. 15. – Variante du montage de la figure 14.

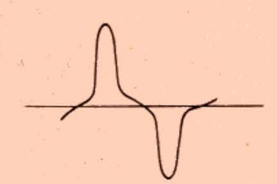


Fig. 17. – Distorsion de croisement « Cross over ».

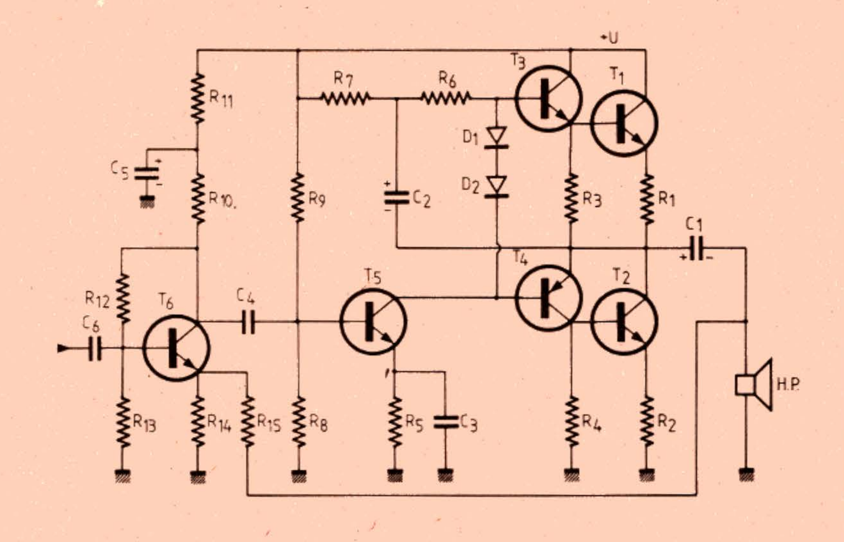


Fig. 16. – Exemple de schéma complet.

tors NPN et PNP de caractéristiques semblables.

Ces inconvénients amènent à une variante, également « push-pull série », mais « quasi complémentaire », « quasi » parce que les deux transistors sont du même type (soit PNP, soit NPN).

L'alimentation spéciale peut être remplacée par une alimentation ordinaire, si on place en série avec le haut-parleur un condensateur électrolytique de forte valeur, généralement supérieure à 1 000 μF. Ce condensateur se charge et reste chargé à une tension égale à U/2 (fig. 12).

Etage d'attaque

Ce montage « quasi complémentaire », avec ses deux transistors de sortie, a quand même besoin pour le déphasage d'une paire PNP/NPN faisant également office d'étage d'attaque.

Avant de passer à un schéma plus élaboré, faisons un retour au montage push-pull complémentaire afin de voir comment s'effectue l'attaque des deux transistors PNP/NPN. Le premier schéma qui vient à l'esprit est celui de la figure 13.

On se rappelle que les deux transistors de sortie doivent fonctionner en classe A, et que pour cela, ils doivent être attaqués entre base et émetteur (soit entre les points b et e). Ceci n'est pas le cas pour ce schéma dans lequel les transistors de puissance se trouvent branchés en collecteur commun.

L'adjonction d'une cellule de découplage (fig. 14) permet d'arriver à nos fins. La charge du transistor est Rc, R_D a une valeur faible et C_D a une réactance négligeable aux fréquences BF amplifiées.

De nombreux autres schémas sont possibles. Nous en donnons un autre comme exemple, dans lequel l'étage d'attaque est un PNP. La tension aux bornes de la résistance de charge Rc du driver est bien appliquée entre base et émetteur de l'étage final à travers le condensateur C. L'alimentation en continu de l'étage se fait à travers la bobine mobile du haut-parleur.

Schéma complet

Un schéma plus complet est donné sur la figure 16. On remarque qu'il s'agit d'un amplificateur push-pull série quasi complémentaire, avec deux transistors NPN polarisés en classe B. Les résistances R_1 et R_2 du circuit émetteur (de l'ordre de l'ohm) limitent le courant dans ces transistors de sortie. Une paire PNP/NPN, également polarisée en classe B précède l'étage de sortie. Les deux diodes D_1 et D_2 règlent la polarisation des transistors T_1 à T_4. Une résistance ajustable est souvent placée en série avec ces diodes, elle sert à régler le courant de repos (très faible) de l'étage de sortie. De cette manière on réduit la distorsion de croisement (en anglais « cross over » due au fait que les alternances positives et négatives sont amplifiées par des voies différentes (fig. 17).

On voit que les diodes sont traversées par le courant collecteur du transistor T_5 polarisé en classe A. La charge de celui-ci est la résistance R_6, tandis que R_7 et C_2 constituent une cellule de découplage dont nous avons déjà vu l'utilité. A part ce point particulier, les circuits de T_5 et T_6 sont classiques. Néanmoins, l'amplificateur d'entrée devra être équipé d'un transistor « faible bruit » (comme le BC 424).

L'ensemble R_{14}, R_{15} forme une boucle de contre-réaction utilisée pour réduire les inévitables distorsions dues au push-pull et obtenir également un gain constant en fonction de la fréquence.

Le rapport R_{15}/R_{14} fixe le gain total de l'amplificateur.

Puissance de sortie

La tension d'alimentation U et l'impédance du haut-parleur déterminent la puissance de sortie de l'amplificateur.

En prenant comme exemple une tension d'alimentation de 18 V et une impédance de bobine mobile du haut-parleur de 8 Ω, quelle est la puissance maximale disponible en sortie, sans distorsion ?

Celle-ci est donnée par la formule :

$$\frac{E^2_{eff}}{R}$$

La tension crête à crête de sortie ne peut dépasser les 18 V de l'alimentaion.

Afin d'être sûr de ne pas avoir d'écrêtage et en tenant compte des résistances dans les émetteurs des transistors de sortie, nous nous fixons la valeur maximale de 15 V crête à crête, ce qui correspond à une tension crête de 7,5 V, soit une tension efficace de 5,25 V. La valeur de R étant de 8 Ω, la formule nous indique que nous pouvons compter sur une puissance de l'ordre de 3,5 watts.

J.-B. P.

REMISE AUX PROFESSIONNELS

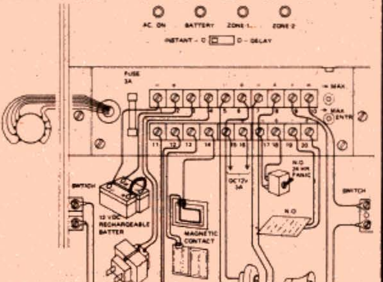
KIT ALARME Professionnel

822.24.50

CENTRALE D'ALARME PNS 01



Armoire autoprotégée 2 fois : à l'arrachement et à l'ouverture
4 diodes de contrôle d'installation :
1. témoin de mise en service. 2. défaut batterie. 3. état des boucles immédiates. 4. état des boucles temporisées.
Chargeur pour batterie au plombs
Entrée 220 V protégée par fusible.
Sortie 11 à 15 Vcc protégée contre les courts-circuits et inversions de polarité. Tension continue régulée.
Circuits d'entrée : Protégés contre les erreurs de câblage. 1 entrée normalement fermée immédiate. 1 entrée normalement fermée temporisé réglable (entrée et sortie jusqu'à 10 mn). 1 entrée normalement ouverte immédiate (tapis contacts). 1 entrée pour bouton anti-panique ou pédale d'alarme, permet de recevoir en série contacts d'auto-protection et boucles anti-sabotage.
Sorties d'alimentation : pour radars hyper fréquences, infrarouge, ultra sons, etc.
Dimension : 260 · 210 · 85



1 200 F
Port 35 F

FACILITES DE PAIEMENT

ALARME AUTO « ULTRA-SON »

MISE en route impossible, même avec la clé d'origine.
protection totale



PRIX : **550 F** port inclus

ACCESSOIRES (nous consulter)

Radars hyperfréquences portée 8 m et plus
Détecteur infrarouge 10 m à 50 m
Barrière infrarouge extérieure
Ultra-son contre les rats
Détecteur de fumée
CONTACTS de fumée, de choc, encastré, d'ouverture
Bouton antipanique
Pédale alarme anti-agression.
COMMANDE A DISTANCE
à clé, à code, longue portée, électronique
CENTRALE PNS 01, 02, 03, 04, 05, 06, 07
Platine chargeur
Détecteur inertiel
Sirène 130 dB très puissante
Sirène autoalimentée, autoprotégée
Gyrophare - Flash
Portier villa avec combiné téléphonique et plaque de rue.
Tapis contact
Serrure 3 et 5 points
Batterie 6 et 12 V
Coffre-fort
Télévision circuit fermé
Verrou téléphonique
Détecteur ultra-sonique PNS 600, etc.

CATALOGUE ALARME contre 20 F

MATRAQUES DE DEFENSE
(avec dragone)

1° **TELESCOPIQUE** métallique, repliée 16 cm, dépliée 40 cm .... **155 F**
2° **SOUPLE**, 40 cm, à gaz incorporé dans la poignée .... **265 F**
3° **NERF de BŒUF** .... **100 F**
(frais d'envoi : 10 F)
BOMBE à gaz neutralisant .... **50 F**

Agence à BARCELONE
P.R. SEGURIDAD - PLAZA MOLINA
Tél. 217.54.36 - 228.15.40

REVOLVER d'alarme D'ALARME à barillet



120 F
Frais d'envoi 10 F

PISTOLET D'ALARME

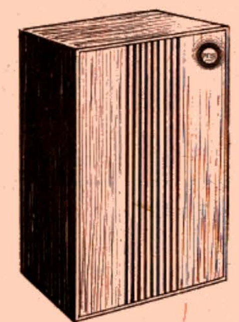
Automatique 6 mm à barrette 6 coups, tire des balles à blanc ou à gaz.
Prix .... **215 F**
Boîte de 100 cartouches à blanc .... **40 F**
Boîte de 10 cartouches à gaz .... **20 F**

PORT 20 F



REVOLVER D'ALARME 217. 6 coups, canon court pour 22 à blanc, lacrymogène, grenaille ou fusées multicolores (ne peut tirer des cartouches à balles) .... **785 F**
REVOLVER D'ALARME 217 A. Version luxe, 8 coups, à barillet basculant, tir rapide .... **1 280 F**
CARTOUCHES .... **225 F**

SANS INSTALLATION
DETECTEUR AUTONOME PNS 007



Système de protection volumétrique complet logé dans un coffret imitant une enceinte acoustique, très esthétique, livré prêt à l'utilisation.
Dimensions : 230 × 330 × 175.
Mise en service par clé spéciale cylindrique de sécurité.
Comprend : Radar hyperfréquence (portée réglable de 0 à 15 m) — 1 centrale d'alarme avec chargeur et batterie, alimenté par secteur, permettant une extension d'installation identique à la PNS 01 (branchement contacts radars, sirènes auto, alimentées ou non, etc. — Sortie sirènes autoprotégée séparément autoprotection 24/24 h. — + 1 sirène électronique puissante. — 1 autoprotection du panneau arrière, se place dans un placard. — Réglage simple

GARANTIE 3 ANS (sauf batterie) **3 950 F**

Ces parapluies (réels) se transforment, en dégainant, en CANNE EPEE



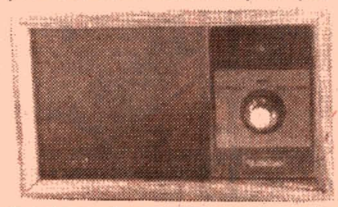
CANNE FUSIL .... **990 F**
PARAPLUIE FUSIL .... **1 290 F**
PARAPLUIE EPEE .... **800 F**
(port 20 F pour chaque)

NOUVEAU
sans fil - sans réglage

CENTRALISATION D'ALARME SANS FIL PNS 610

RECHERCHONS REVENDEURS dans toute la France stock 20 000 F HT minimum

— Plus de câble de liaison entre la centrale et les détecteurs.
Cette centrale de réception fonctionne par codage digital.
Technique de très grande sécurité à l'utilisation, évite toutes fausses alarmes.
Les 256 codes disponibles augmentent le caractère confidentiel de l'installation et la personnalise.
Entrée temporisée et immédiate, raccord prévu pour une transmission téléphonique.
— **Portée 60 m en champ libre.**
— **Alimentation batterie 9 V ; autonomie 1 AN.**
— **Consommation de la centrale en veille (batterie secteur) 10 mA**



PRIX NOUS CONSULTER

CATALOGUE GENERAL CONTRE 20 F

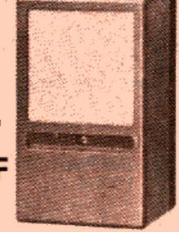
ELECTRO STICK 7 000 VOLTS,
ressemble à un parapluie mais c'est un bâton électrique déchargeant 7 000 volts



donc très dissuasif mais ne blesse pas, fonctionne avec piles de 1,5 V. Utilisation continue entre 1 et 2 heures.
Prix (sans piles) ... **850 F** (port 20 F)

IR 160 INFRA ROUGE PASSIF

Portée 16 m à double faisceaux.
Protection : verticale 38° horizontale 90°



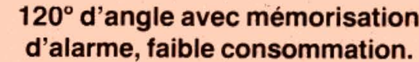
Prix **1 900 F**
(port 30 F)

TESTEUR de tension 6 V 440 V alternatif



Test de phase.
Test de tension 6 V 440 continu.
Test de polarité.
Test de continuité.
Test de semi-conducteurs.
Auto-test de l'instrument.
Prix .... **338 F** (port 12 F)

PNS 250 - Hyperfréquence 25-30 mètres

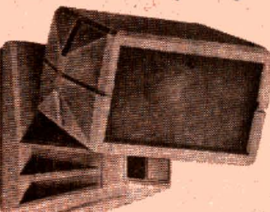


120° d'angle avec mémorisation d'alarme, faible consommation.

Insensible aux interférences externes. Il est insensible également à quelconque types de vibrations et aux lampes fluorescentes. Contrôle : LED vert, sert à déterminer la sensibilité et la porté du radar ; LED rouge, mémorise une éventuelle alarme. Portée 2 à 30 m. Boîtier autoprotégé orientable à 360°. Angle d'utilisation 120°. Fréquence émission 9,9 GHz. Alimentation de 10,5 V cc à 15 V cc. Switch d'autoprotection IA sous 24 V cc. Consommation en veille 20 mA.

GARANTIE 3 ANS **2 145 F** (port 30 F)

HF 25 RADAR
enfichable autoprotégé



Portée 25 m × 15 avec autoprotection. Réglable. Traverse petite cloison et vitre, idéal pour pavillon alimentation 11 à 15 V, consommation 200 mA maxi. **1 950 F** Port 15 F

SIRENES





SS51
Sonorité : Police américaine
- 110 dB - 12 V
- 0,75 A

180 F - port 15 F

SE 21
d'intérieur type haut-parleur
- 110 dB
- 0,75 A

180 F - port 15 F

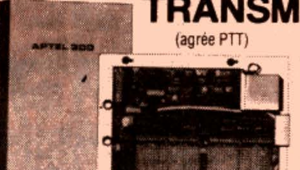
SONORA
à turbine électromécanique
- 108 dB
- 1 A - Ø 70

80 F - port 10 F

Autres SIRENES nous consulter

TRANSMETTEUR D'ALARME APTEL 300

(agréé PTT)



Le transmetteur APTEL 300 est un transmetteur d'alarmes capable d'appeler 4 abonnés, par l'intermédiaire du réseau téléphonique général.
Les 4 numéros d'appels sont programmés par l'utilisateur, grâce à une matrice à vis.
Il signale la présence d'une alarme parmi 4, la distinction des alarmes est réalisée par l'émission de signaux sonores caractéristiques, différents.
En option, un magnétophone peut être raccordé pour envoyer 1 message parlé.

GARANTIE 3 ANS **3 850 F** (port inclus)



PARIS-NORD-SECURITE

22, Boulevard Carnot
93200 SAINT-DENIS

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque UNIQUEMENT.

Présentées
au
Festival du Son

Impédance : 8 ohms
94 db - 1 watt - 1 mètre
SERIE : Cleveland
Modèle CL 12
Puissance : 120 watts

MERCURIALE

vous présente ses nouvelles enceintes adaptées aux technologies d'avant-garde

4. Avenue Joyeuse - 94340 JOINVILLE-LE-PONT
TEL. : 883.85.04

Réalisez VOTRE AMPLIFICATEUR HAUTE FIDELITE 2 × 80 W

L'AMPLIFICATEUR que nous vous proposons de réaliser aujourd'hui n'a pas grand chose d'original ; il ne fait pas appel aux derniers circuits intégrés sortis ni au dernier module hybride venu du pays du soleil levant. Non décidément, ce sont des schémas bien classiques avec de bons vieux transistors et de très ordinaires amplificateurs opérationnels disponibles aux quatre coins de France et de Navarre que vous allez découvrir, et pourtant cet appareil mérite largement le qualificatif haute fidélité, de plus sa puissance de sortie de 2 fois 80 W efficaces sur 4 Ω n'a rien à envier aux modules hybrides incapables de faire de même à qualité égale.

Le côté sécurité d'emploi n'a pas été négligé puisque l'étage de puissance est quasiment indestructible que les haut-parleurs soient raccordés ou non, que leurs fils de liaison soient en court-circuit ou même si les transistors de puissance ont trop chaud. Le prix de revient d'un tel ampli enfin reste relativement bas car les composants employés sont très classiques et dorment dans les tiroirs de nombre d'amateurs.

Pour en terminer avec cette présentation, précisons que nous avons fait appel à une réalisation modulaire ce qui facilite la mise au point et le dépannage ; de plus, il est beaucoup plus facile de réaliser chez soi des circuits imprimés de 10 cm sur 10 cm plutôt qu'une grande plaque de 25 cm sur 30 cm regroupant tous les composants.

Généralités

La figure 1 présente le synoptique de cette réalisation. Nous y voyons un préampli RIAA pour platine tourne-disque et un préampli dit universel car son impédance d'entrée élevée et ses niveaux d'entrée ajustables lui permettent d'accepter de nombreuses sources musicales. Précisons tout de suite qu'en raison de la modularité de cette réalisation, si vous désirez deux préamplis RIAA parce que vous voulez deux entrées tourne-disque, il vous suffira de câbler deux modules identiques et de prévoir une position de plus sur le commutateur d'entrées. Ces préamplis sont suivis du sélecteur d'entrées puis du correcteur de tonalité et enfin de l'amplificateur de puissance. Ce dernier peut ou non, selon vos désirs, être suivi de deux modules de protection des enceintes et de l'ampli lui-même ; une robuste alimentation complète le tout car si l'on veut sortir 2 fois 80 W, il faut bien pouvoir en absorber 250 à 300 sur le secteur.

La mécanique

Ici, tout est affaire de goût personnel et nous nous garderons bien de vous imposer quoi que ce soit. Précisons simplement la taille des modules visible en figure 2 ainsi que leur mode de montage qui fait appel à une technique employée en informatique : la technique du BUS. Les connecteurs sont montés côte à côte sur des carrés de dural avec un espacement suffisant pour éviter que les composants ne se touchent et toutes les pattes homologues des connecteurs sont reliées entre elles conformément aux brochages des modules indiqués en fin d'article. Cette méthode facilite et aère le câblage dans de grandes proportions. Pour le boîtier faites comme vous le désirez mais n'oubliez pas que :

– Il doit être autant que possible métallique pour éviter l'influence des champs magnétiques extérieurs, surtout si vous montez l'ensemble dans un meuble style « rack ».

– Les entrées doivent être le plus loin possible du transformateur d'alimentation, ainsi que le sélecteur d'entrées et les potentiomètres de réglage graves-aigus.

– Si vous désirez faire fonctionner votre ampli à forte puissance, les radiateurs des transistors de puissance seront avantageusement montés en face arrière et le transformateur devra se trouver au niveau de trous ou de grilles d'aération.

Le respect de ces quelques consignes suffit à concevoir un boîtier pouvant convenir à cette réalisation. Au sujet des prises d'entrées, nous n'allons pas raviver la querelle et si vous préférez les DIN aux CINCH montez des DIN ou vice versa. La meilleure solution, mais qui prend de la place et qui coûte cher, consiste à doubler toutes les prises d'entrées en DIN et en CINCH, comme cela vous êtes parés à toute éventualité. De même pour les potentiomètres, nous vous laissons libres de monter des circulaires ou des rectilignes pour peu que vous respectiez la valeur indiquée sur les schémas.

L'alimentation

Le schéma de la partie « puissance » de cette alimentation est représenté figure 3. On peut difficilement faire plus simple puisque nous avons un transformateur, un pont de diodes, deux condensateurs de filtrage et trois condensateurs de faible valeur pour diminuer les parasites véhiculés par le secteur. Un fusible protège chaque ligne d'alimentation, ce qui est très efficace vu la puis-

sance des composants employés et surtout compte tenu du fait que les amplis de puissance disposent d'une protection électronique. Cette alimentation est symétrique et délivre à vide 2 fois 40 V ; tension qui chute à pleine puissance à 2 fois 32 V, le transfo étant un 2 fois 30 V efficaces. L'intensité que doit pouvoir fournir cette alimentation dépend de la puissance que vous souhaitez tirer de l'ampli ; sachez que le calcul se fait de la façon suivante :

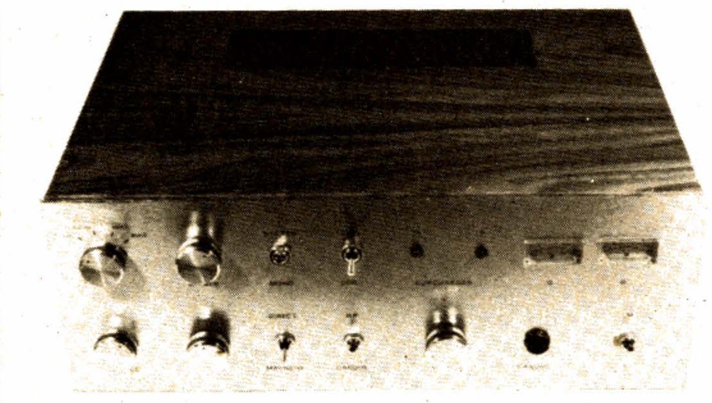
– I = 2 × P/R, où I est l'intensité que devra débiter l'alimentation et donc le transformateur BF, où P est la puissance efficace que vous souhaitez obtenir en watts et où R est l'impédance de vos haut-parleurs en ohms. Un rapide calcul montre que si vous souhaitez 80 W sur 4 Ω, il va vous falloir un transformateur capable de débiter 9 A, comme cela n'existe pas, vous prendrez un modèle 8 A qui sera suffisant, la musique n'étant pas une sinusoïde d'amplitude constante.

Attention, lors de ce calcul, la puissance que peut délivrer l'amplificateur est au maximum de 80 W sur 4 Ω et de 56 W sur 8 Ω.

Cette alimentation fournit de la puissance aux modules amplificateurs, par contre, les préamplificateurs ont besoin d'une tension plus faible mais mieux filtrée et mieux stabilisée. Nous avons donc à réaliser deux petits modules alimentations stabilisées pour toute la partie préampli de l'appareil. Un régulateur intégré pourrait faire l'affaire ; malheureusement, ces composants ne supportent pas plus de 35 V en entrée. Ne voulant pas prendre de risques inutiles, nous avons donc fait appel à... des transistors selon un schéma presque oublié visible figure 4.

Une diode zener D_1 fournit une tension de référence qui est comparée par T_1 avec une fraction de la tension de sortie, toute différence se traduisant par une variation de la tension collecteur de T_1 et donc par une modification de la conduction de T_2 et T_4 pour compenser cette différence. Le transistor T_3 protège efficacement l'alimentation contre les courts-circuits, la valeur du courant maximum étant donnée par $I_{max} = 0{,}6/R_{sc}$, avec R_{sc} exprimée en ohms et I_{max} en ampères ; pour cette application, $R_{sc} = 1\ \Omega$.

L'alimentation des préamplificateurs est elle aussi symétrique et l'alimentation stabilisée négative est la réplique, aux polarités des transistors et aux sens des diodes et des chimiques près, de la positive comme le confirme la figure 5. Ces deux modules ont une tension de sortie ajustable entre 12 et 35 V et leur courant maximum peut être fixé par le choix de R_{sc}



L'appareil terminé.

L'amplificateur de puissance

Nous avons fait appel à un schéma qui a fait ses preuves puisqu'il équipe plusieurs de nos amplificateurs depuis 1974 sans aucun problème. Le schéma, original à l'époque, est maintenant très répandu et ressemble d'ailleurs de près à ce que l'on trouve dans les amplis hybrides ou intégrés ; il est visible figure 6.

L'entrée a lieu sur un montage différentiel, réalisé autour de T_5 et T_6, qui assure la partie contre-réaction de l'ensemble puisque T_6 reçoit une fraction du signal de sortie. T_5 est suivi de l'amplificateur d'attaque des déphaseurs selon un schéma très classique. Les transistors complémentaires T_8 et T_9 commandent à leur tour les transistors de puissance de même type (les PNP de puissance étant plus chers que les NPN nous n'avons pas fait d'étage de sortie à symétrie complémentaire). Deux transistors T_{12} et T_{13} mesurent en permanence le courant de sortie de l'ampli et bloquent T_{10} et T_{11} si celui-ci devient trop important protégeant ainsi le montage.

La liaison aux haut-parleurs est évidemment directe, ce qui favorise la bande passante dans les graves et élimine la distorsion que peut parfois introduire le trop classique chimique de liaison de forte valeur.

Les transistors T_5 et T_6 sont alimentés par un ensemble RC via la diode D_1 ; cette méthode permet de maintenir la tension aux bornes de ces

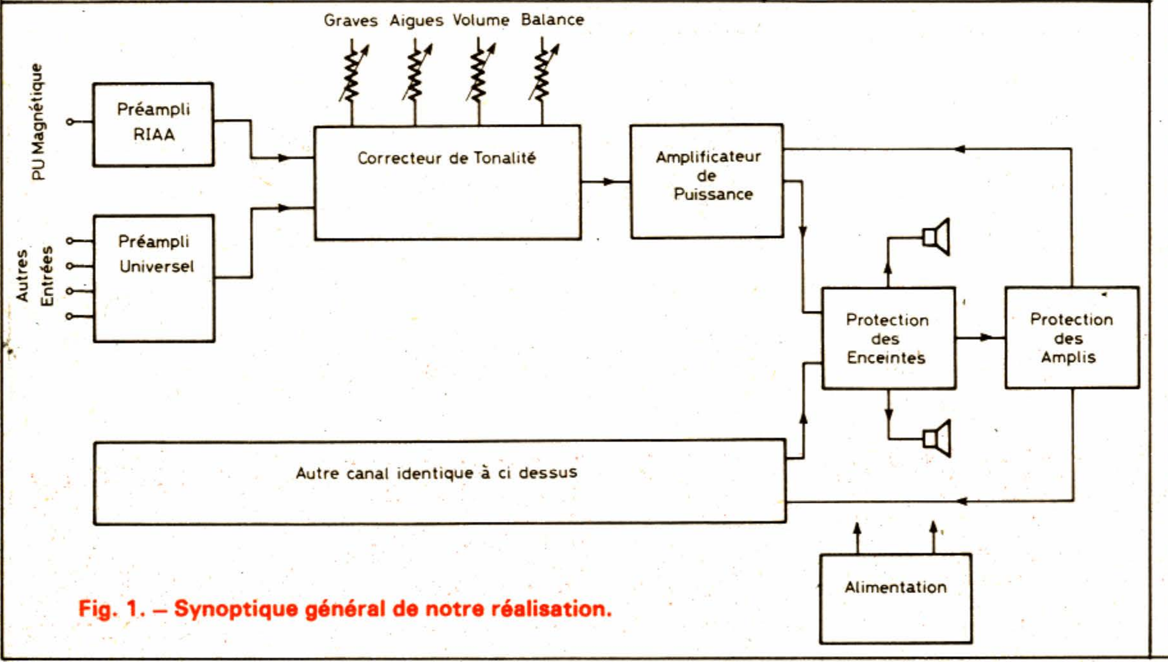


Fig. 1. – Synoptique général de notre réalisation.

transistors après que l'alimentation générale ait disparu et évite ainsi le déséquilibre de l'étage final se traduisant par un « cloc » dans les enceintes. Malgré ces précautions et étant donné la liaison directe avec les haut-parleurs, nous avons équipé notre amplificateur d'un circuit de protection qui coupe la liaison précitée dès que la tension continue, présente en sortie de l'amplificateur, devient anormalement élevée. Ce circuit ne raccorde les haut-parleurs que quelques secondes après la mise sous tension, assurant ainsi une protection supplémentaire en évitant à ceux-ci d'avoir à souffrir pendant la période de stabilisation de l'ampli.

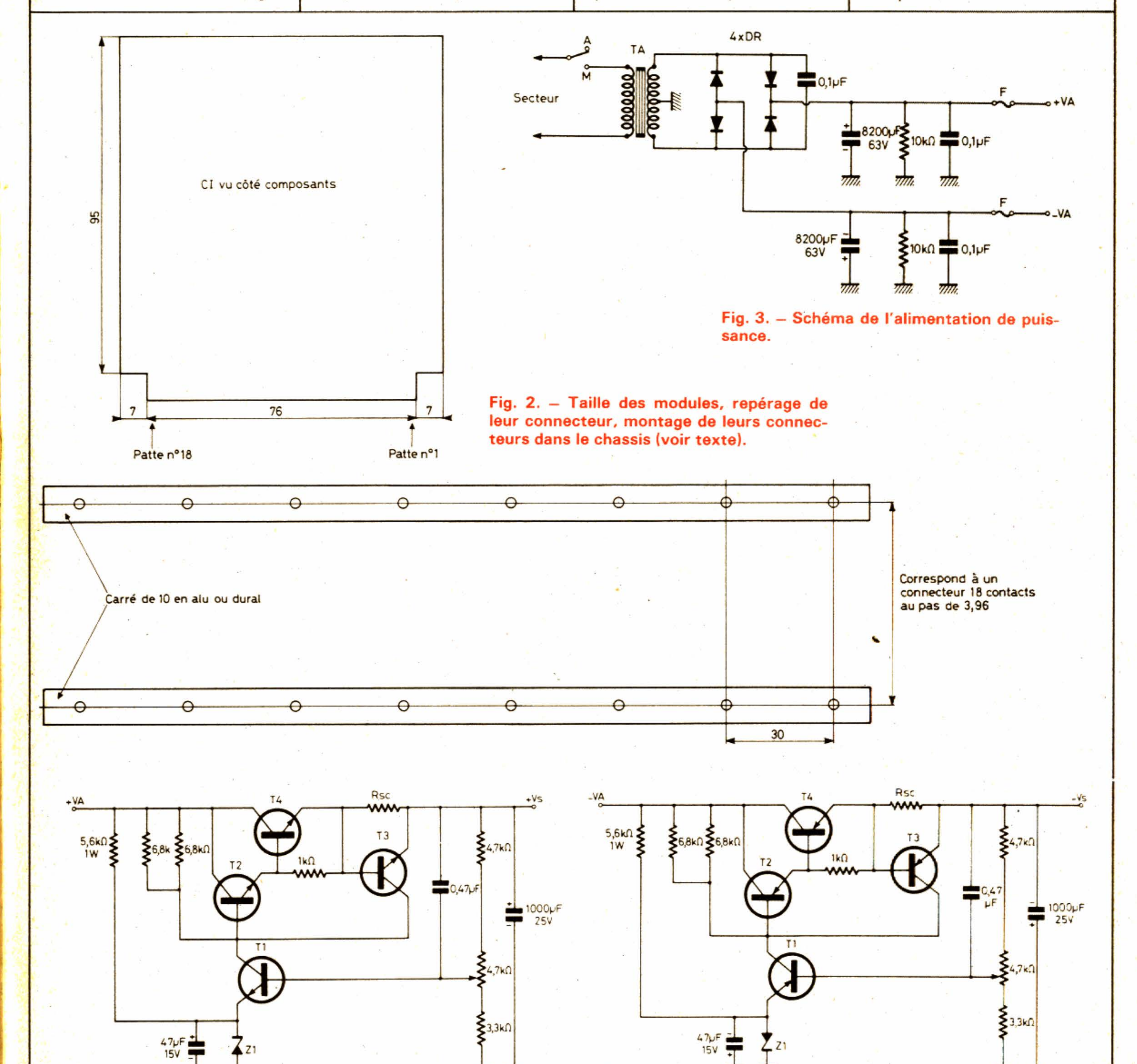


Fig. 2. – Taille des modules, repérage de leur connecteur, montage de leurs connecteurs dans le chassis (voir texte).

Fig. 3. – Schéma de l'alimentation de puissance.

Fig. 4. – Alimentation stabilisée positive ; un schéma trop souvent oublié à l'époque des régulateurs intégrés.

Fig. 5. – Schéma de l'alimentation stabilisée négative, c'est la réplique de la positive aux polarités des composants près.

Le circuit de protection

Ce circuit de protection est double et occupe à ce titre deux modules. La présence du premier module est quasiment obligatoire en raison des protections qu'il apporte (évoquées ci-avant) ; par contre la présence du deuxième module est facultative et nous ne vous la recommandons que si vous voulez utiliser intensivement votre ampli à forte puissance.

La figure 7 présente le schéma du premier module de protection qui est chargé de la sécurité des enceintes. Ce module, commun aux deux voies, reçoit les signaux issus des amplis de puissance ; après avoir débarrassé ceux-ci de toute composante alternative, la tension continue résultante agit sur les transistors T_{14}, T_{15} et T_{16} et, si elle dépasse une valeur imposée par des résistances d'entrée du montage, les transistors T_{17} et T_{18} se bloquent ce qui fait décoller le relais, interrompant ainsi la liaison avec les haut-parleurs. De même, lors de la mise sous tension, le condensateur de 47 μF initialement déchargé maintient bloqués T_{17} et T_{18} et ne permet donc l'établissement de la liaison avec les enceintes qu'après son temps de charge fixé par la résistance de 470 kΩ.

Une sécurité supplémentaire a été introduite au moyen de deux fusibles temporisés de 5 A en version haut-parleurs de 8 Ω et de 8 A en version haut-parleurs de 4 Ω.

Le deuxième module, dont le schéma est visible figure 8, assure une protection complémentaire de l'amplificateur de puissance en surveillant l'échauffement des transistors de sortie ; de plus, il mesure la puissance appliquée aux enceintes et indique le dépassement d'une valeur à votre choix au moyen de deux LED (une par voie) ; il peut, en outre, déconnecter les haut-parleurs en cas de dépassement prolongé de la valeur maximum que vous aurez fixée, ce qui est très utile si vos baffles sont moins puissants que l'ampli. Ce module est, bien sûr, commun aux deux voies et se raccorde sur le module précédent dont il utilise le relais grace à la ligne « télécommande du relais ». La mesure de température a lieu au moyen d'une ou plusieurs diodes montées en contact avec le radiateur des transistors de puissance. Le seuil d'une diode variant linéairement avec la température, il suffit de comparer celui-ci avec une tension de référence (imposée ici par la zener) pour savoir quand la température dépasse un certain seuil.

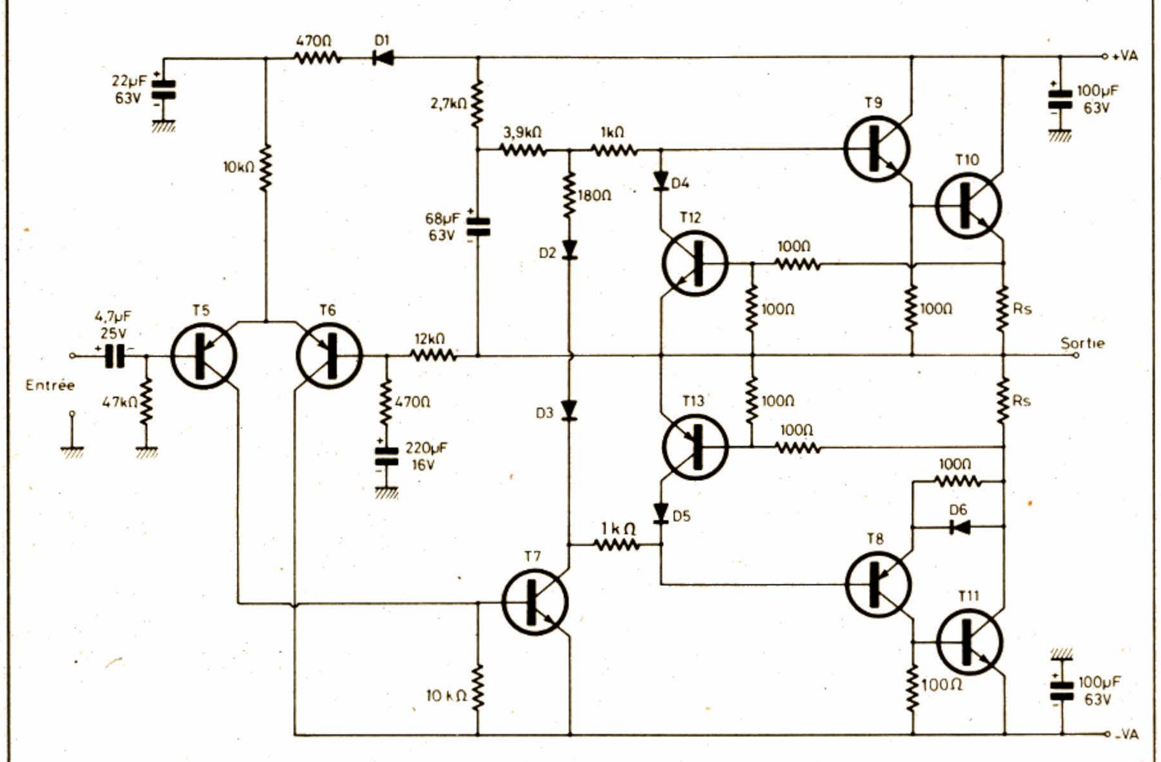


Fig. 6. – Schéma de l'amplificateur de puissance.

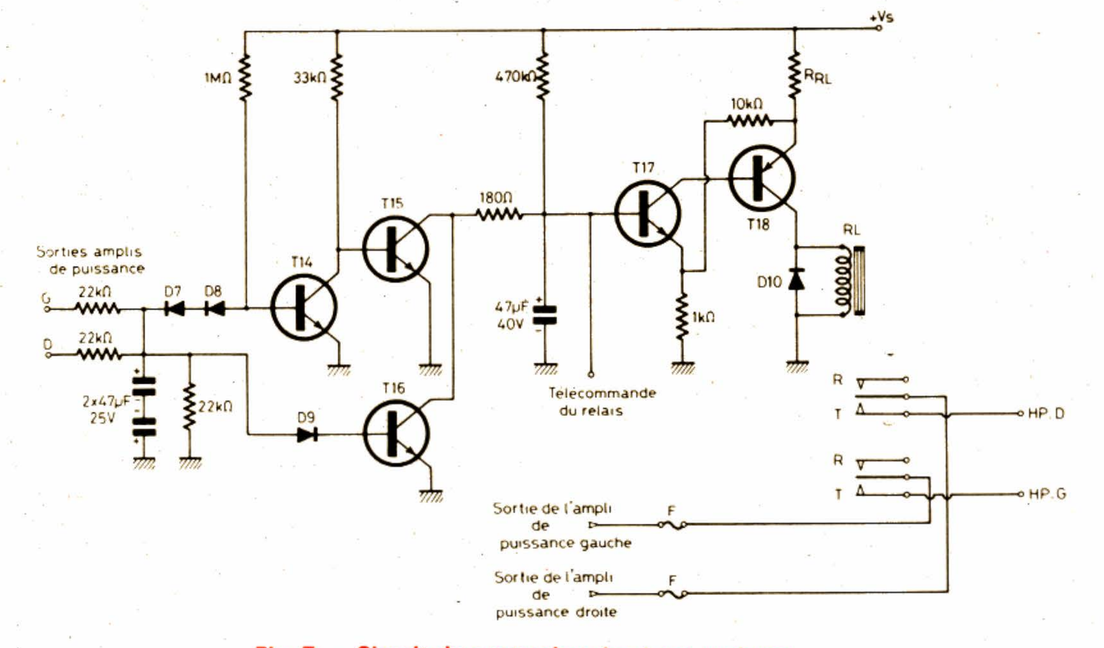


Fig. 7. – Circuit de protection des haut-parleurs.

Remarquons en outre que les trois sorties des comparateurs sont reliées entre elles, ce qui ne présente aucun risque car nous avons choisi des circuits à sorties collecteur ouvert ; nous réalisons ainsi un OU logique câblé.

Indicateur de puissance de sortie

Afin de vous présenter un montage complet, nous avons équipé notre amplificateur d'un circuit d'indication de la puissance de sortie. Cette indication a lieu au moyen de deux VU-mètres que l'auteur préfère aux trop classiques échelles à diodes électroluminescentes que l'on rencontre partout. Le schéma d'un tel circuit est très simple comme le montre la figure 10 puisqu'un « vulgaire » amplificateur opérationnel s'acquitte fort bien de cette tâche. Le montage choisi est dit redresseur parfait, l'amplificateur compensant automatiquement le coude de la caractéristique des diodes et permettant ainsi d'avoir une échelle linéaire en puissance sur le VU-mètre. Le montage est accommodant puisque par le jeu de la résistance ajustable de 1 kΩ tout galvanomètre de sensibilité comprise entre 100 μA et 1 mA peut convenir.

Ce circuit indicateur de niveau peut être placé en trois endroits différents de votre amplificateur selon l'utilisation que vous désirez en faire. La figure 10 précise ces trois positions : en 1, le VU-mètre indique la tension de sortie des étages préamplificateurs et, sous réserve d'un réglage correct du potentiomètre ajustable précité, peut ainsi indiquer une surcharge des préamplis, donc une distorsion ; en 2 le VU-mètre indique la puissance théorique de sortie (théorique puisque mesurée avant l'ampli de puissance), cet emplacement présente cependant l'inconvénient de donner des déviations de très faible amplitude aux bas niveaux d'écoute ; la position 3, enfin, indique réellement la puissance de sortie ; il est alors nécessaire de faire précéder l'ampli de VU-mètre d'un atténuateur à niveau réglable tel celui indiqué à titre d'exemple, figure 11, afin de disposer de plusieurs gammes de mesure de puissance de sortie. Ici encore, vous avez le choix.

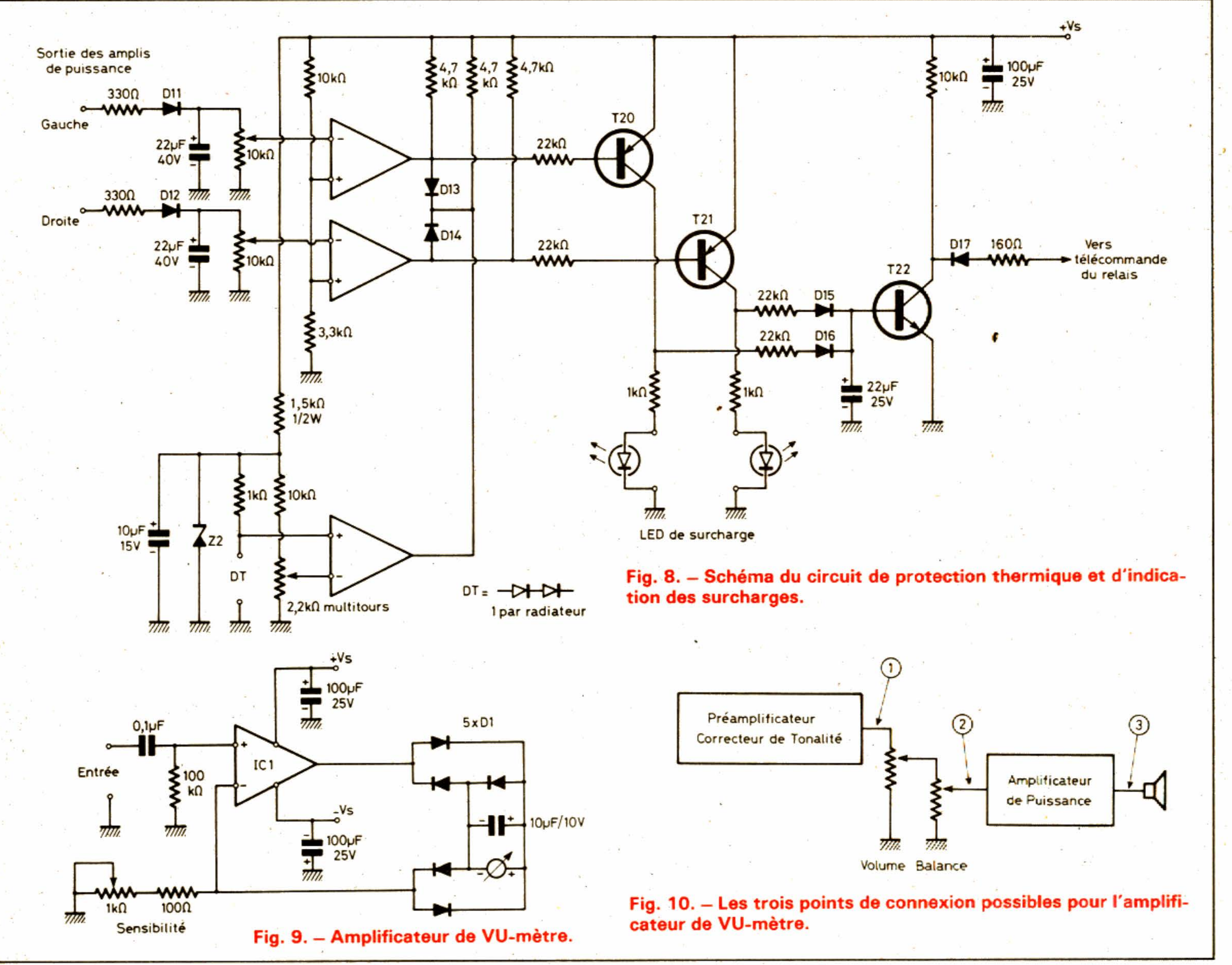


Fig. 8. – Schéma du circuit de protection thermique et d'indication des surcharges.

Fig. 9. – Amplificateur de VU-mètre.

Fig. 10. – Les trois points de connexion possibles pour l'amplificateur de VU-mètre.

Le correcteur de tonalité

Petit à petit, nous remontons la chaîne d'amplification (ce que nous ferons aussi lors de la réalisation car cela permet un test progressif des modules au fur et à mesure de leur montage) et nous en arrivons aux correcteurs de tonalité. Cette partie du montage est théoriquement inutile sur une bonne chaîne haute fidélité puisqu'elle modifie le message musical initial, nous avons donc prévu la possibilité de l'éliminer complètement de la chaîne d'amplification, assurant ainsi une bande passante parfaitement rectiligne et exempte de rotation de phase à notre appareil. Cela est visible figure 12 où apparaît le synoptique d'un module préampli correcteur. Nous voyons qu'il se compose en fait de deux préamplis indépendants, l'un reçoit les potentiomètres de tonalité, l'autre est parfaitement linéaire, le passage de l'un à l'autre ayant lieu au moyen d'un commutateur en face avant. Remarquons d'autre part le montage du potentiomètre de volume en sortie de ce module ce qui permet d'avoir un excellent rapport signal/bruit même à faible niveau d'écoute, le bruit du préampli étant réduit dans les mêmes proportions que le signal lorsque l'on baisse le volume.

Le schéma complet de ce module est à peine plus compliqué que le synoptique que nous venons d'étudier comme le confirme la figure 13. Ici encore, nous avons fait appel à des amplificateurs opérationnels ; le choix de ceux-ci ne doit cependant pas être fait à la légère si l'on veut un bon rapport signal/bruit et une bande passante correcte ; nous avons donc utilisé des amplis du type BIFET très largement répandus chez les annonceurs de la revue, tant dans la série TL080 de TEXAS que dans la série LF 350 de National Semiconducteur. Le correcteur est du type Baxendall comme sur tous les amplis Hi-Fi ; par contre, pour vous laisser le choix des potentiomètres qui équipent celui-ci, nous avons représenté figure 14 toutes les combinaisons possibles facilitant ainsi vos problèmes d'approvisionnement. Attention, cependant à ne pas panacher ces Baxendall en prenant la partie grave de l'un et la partie aiguë de l'autre, le résultat serait assez loin de la haute fidélité escomptée.

L'amplificateur opérationnel d'entrée dispose d'un réglage de gain permettant ainsi d'ajuster le gain total de l'ampli en fonction des entrées que vous aurez choisies. Le préamplificateur linéaire utilise lui aussi le même type d'ampli opérationnel et dispose aussi d'un réglage de gain afin d'ajuster celui-ci de façon à n'entendre aucune différence de niveau entre la position linéaire et la position « correcteurs ».

Entrée
4,7kΩ
3,3kΩ
1,2kΩ
1kΩ
1kΩ
Ampli. de Vu-mètre

1 :	0 dB
2 :	-5 dB
3 :	-10 dB
4 :	-15 dB
5 :	-20 dB

Fig. 11. – Principe d'un atténuateur pour l'ampli de VU-mètre.

Graves
Aigues
Entrée
A1
Baxendall
A2
Corrigé
Volume
A3
Linéaire
Balance

Fig. 12. – Synoptique de notre préamplificateur correcteur.

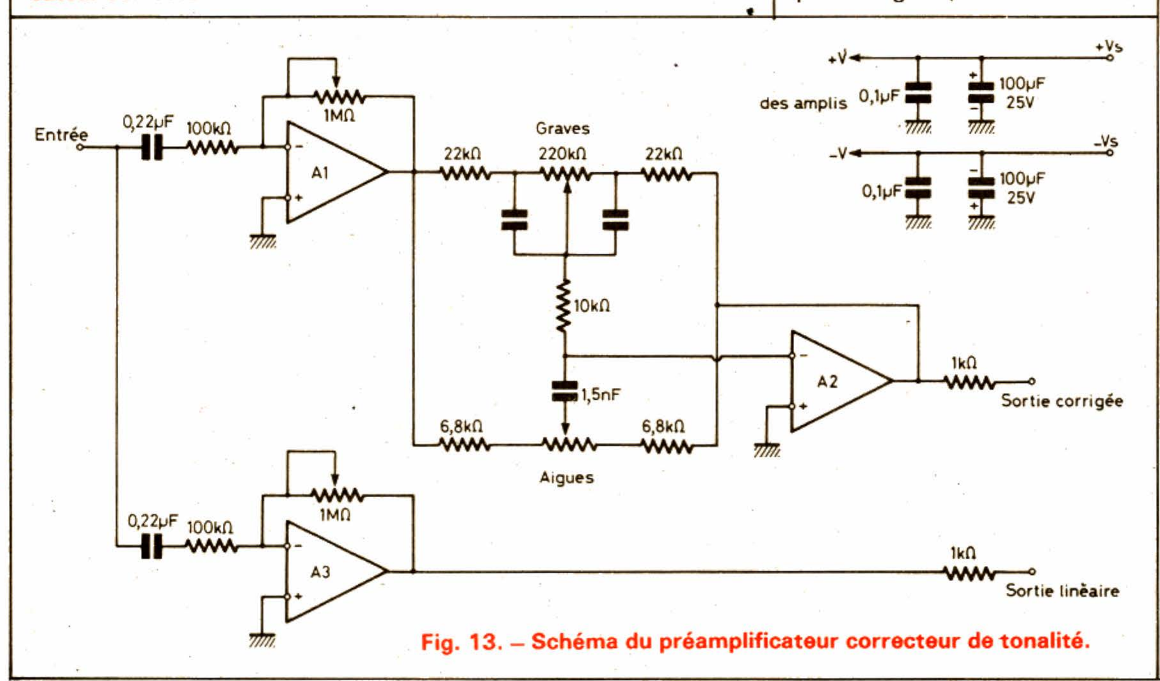


Fig. 13. – Schéma du préamplificateur correcteur de tonalité.

Les étages d'entrée

C'est à ce niveau que la conception modulaire de notre amplificateur prend tout son intérêt ; en effet, vous allez pouvoir composer « à la carte » (c'est le cas de le dire) la panoplie d'entrées que vous désirez en fonction des éléments qui composent votre chaîne ou en fonction de l'utilisation envisagée pour cet ampli.

Si l'on fait le point de la situation, on s'aperçoit qu'il faut :

– Un ou plusieurs préamplificateurs RIAA pour les têtes de lecture magnétiques des tourne-disques.

– Un ou plusieurs préamplis de micro de sensibilité élevée (1 à 2 mV).

– Un ou plusieurs préamplificateurs de sensibilité si possible variable entre une cinquantaine de mV et plusieurs centaines de mV pour pouvoir s'adapter aux diverses sources (tuners et platines de magnétophone) fournissant un niveau « moyen » ; la valeur de celui-ci dépendant très largement du constructeur et de la provenance européenne ou extrême-orientale du matériel.

Nous avons décidé de réaliser des modules adaptables à tous ces cas ce qui nous permet de couvrir toutes les configurations possibles. Nous allons donc étudier successivement un préampli RIAA ; en changeant une résistance et en enlevant un condensateur nous le transformerons en préampli de micro. Nous verrons ensuite un module universel puisque son impédance d'entrée élevée le rend compatible de toutes les sources de signaux possibles et que sa sensibilité est ajustable.

Préampli RIAA et préampli de micro

Le schéma de cette section conditionne la qualité d'un amplificateur haute fidélité. En effet, d'une part les disques restent les principales sources musicales, d'autre part le travail que doit accomplir un préampli RIAA est très délicat comme nous allons le voir. Le respect de la courbe RIAA impose que, si l'on veut un gain de 100 à 1 000 Hz, on ait un gain de l'ordre de 10 000 à 50 Hz, ce qui signifie, entre autres choses, que la moindre induction du secteur sera parfaitement reproduite. Par ailleurs, si la tension de sortie moyenne d'une tête de lecture magnétique est de 5 mV, dans certains passages forts, le signal de sortie peut dépasser les 100 mV en crête et conduire le préampli à la saturation ce qui entraine de la distorsion. Le schéma que nous avons adopté, même s'il n'est pas parfait, s'affranchit partiellement de ces défauts ; en effet, avant d'appliquer la correction RIAA, le signal est amplifié de façon linéaire puis corrigé ensuite. La correction étant faite à un niveau plus élevé, l'influence du 50 Hz du secteur est moins sensible. Par ailleurs, l'utilisation d'amplificateurs opérationnels BIFET permet de repousser très loin la limite de saturation de ce type de préampli ; il faut en effet plus de 160 mV efficace (soit plus de 200 mV crête) pour saturer ce préampli.

Son schéma a pourtant su

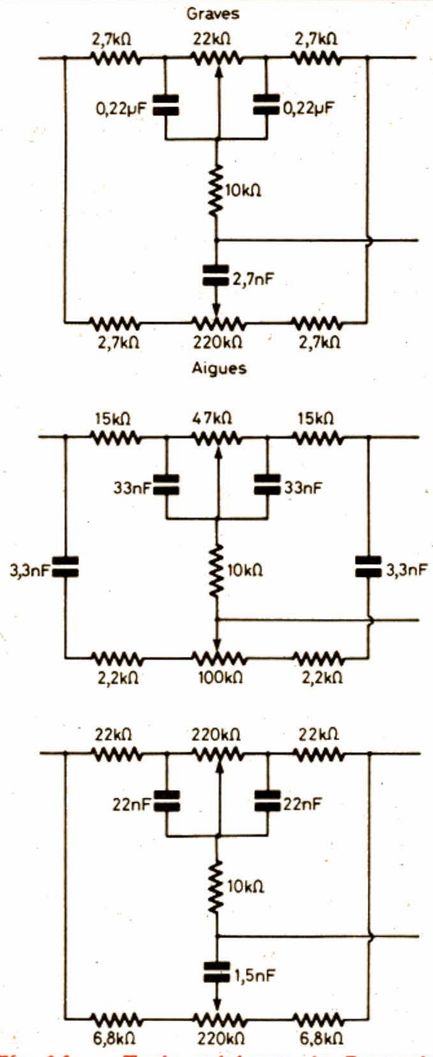


Fig. 14. – Trois schémas de Baxendall pour faciliter votre approvisionnement en potentiomètres.

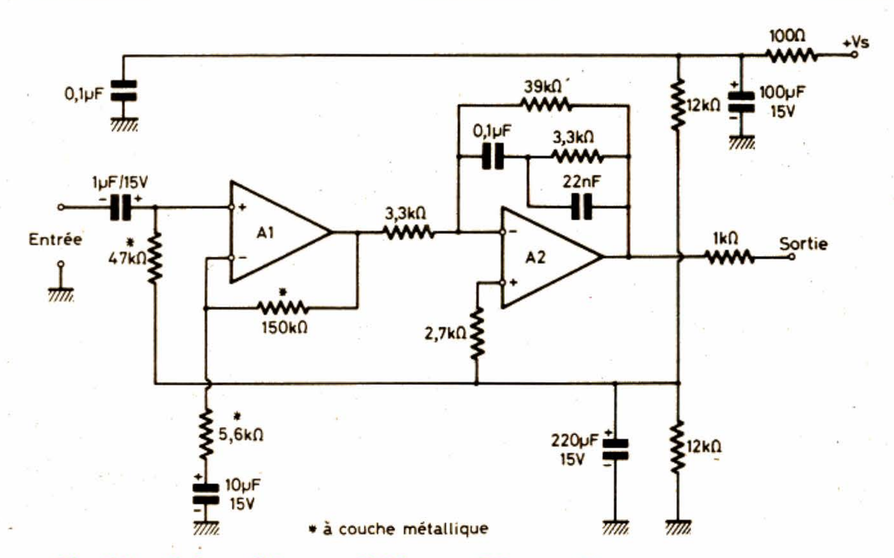


Fig. 15. – Préamplificateur RIAA pour PU magnétique.

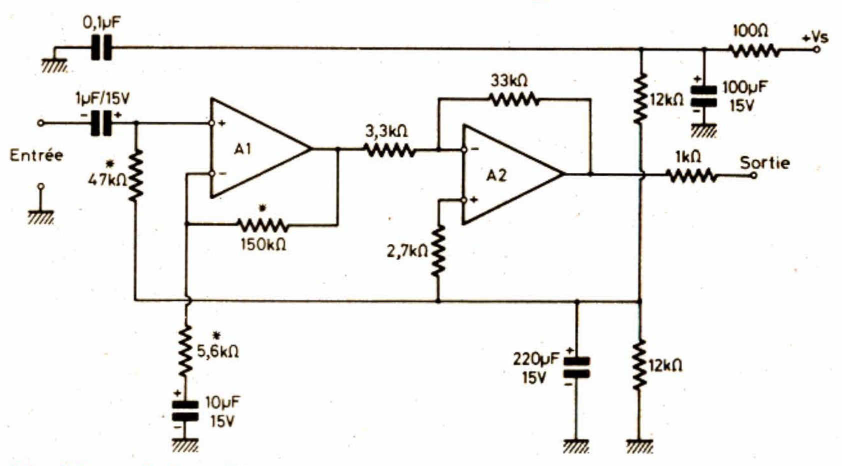


Fig. 16. – Préamplificateur de micro ; remarquez la similitude avec le préamplificateur RIAA.

rester très simple comme le confirme la figure 15. Nous y distinguons bien le premier étage monté en amplificateur linéaire avec un gain de l'ordre de 25 tandis que le deuxième étage est muni du réseau de contre-réaction permettant le suivi de la courbe RIAA. Pour conserver le rapport signal/bruit de ce montage à une valeur aussi élevée que possible, les résistances marquées d'une astérisque seront de préférence à couches métalliques. Les amplificateurs utilisés sont les mêmes que ceux déjà vus pour le correcteur, cela simplifie les problèmes d'approvisionnement.

Ce schéma est, au remplacement du réseau de correction RIAA près, le même que celui utilisé pour le préampli de micro, visible figure 16. Dans ce cas, le premier ampli opérationnel est toujours monté en ampli linéaire avec un gain de 25 mais l'ampli suivant est aussi monté en linéaire avec un gain de 10 ; cela confère à l'entrée micro une sensibilité de 0,5 mV ce qui est très suffisant même avec les micros basse impédance.

Les préamplificateurs universels

Comme nous l'avons indiqué, vu la diversité des impédances et des niveaux qu'il est possible de rencontrer, nous avons conçu un préamplificateur à haute impédance d'entrée ce qui signifie que, quelle que soit l'impédance de la source qui y sera raccordée, la liaison sera toujours correcte. Par ailleurs, la sensibilité de ce préampli est ajustable entre 25 mV et plusieurs volts ce qui couvre toutes les sources possibles (autres que la platine tourne-disque et le micro, vus ci-avant).

Le schéma est encore simple et fait appel aux mêmes amplificateurs opérationnels que ceux déjà vus. La figure 17 vous présente celui-ci dans une version à deux entrées stéréo ou quatre entrées mono, le choix ayant lieu lors du câblage comme nous le verrons lors de la réalisation. Les potentiomètres ajustables permettent de régler le gain des amplis entre 0 et 5 et donc la sensibilité

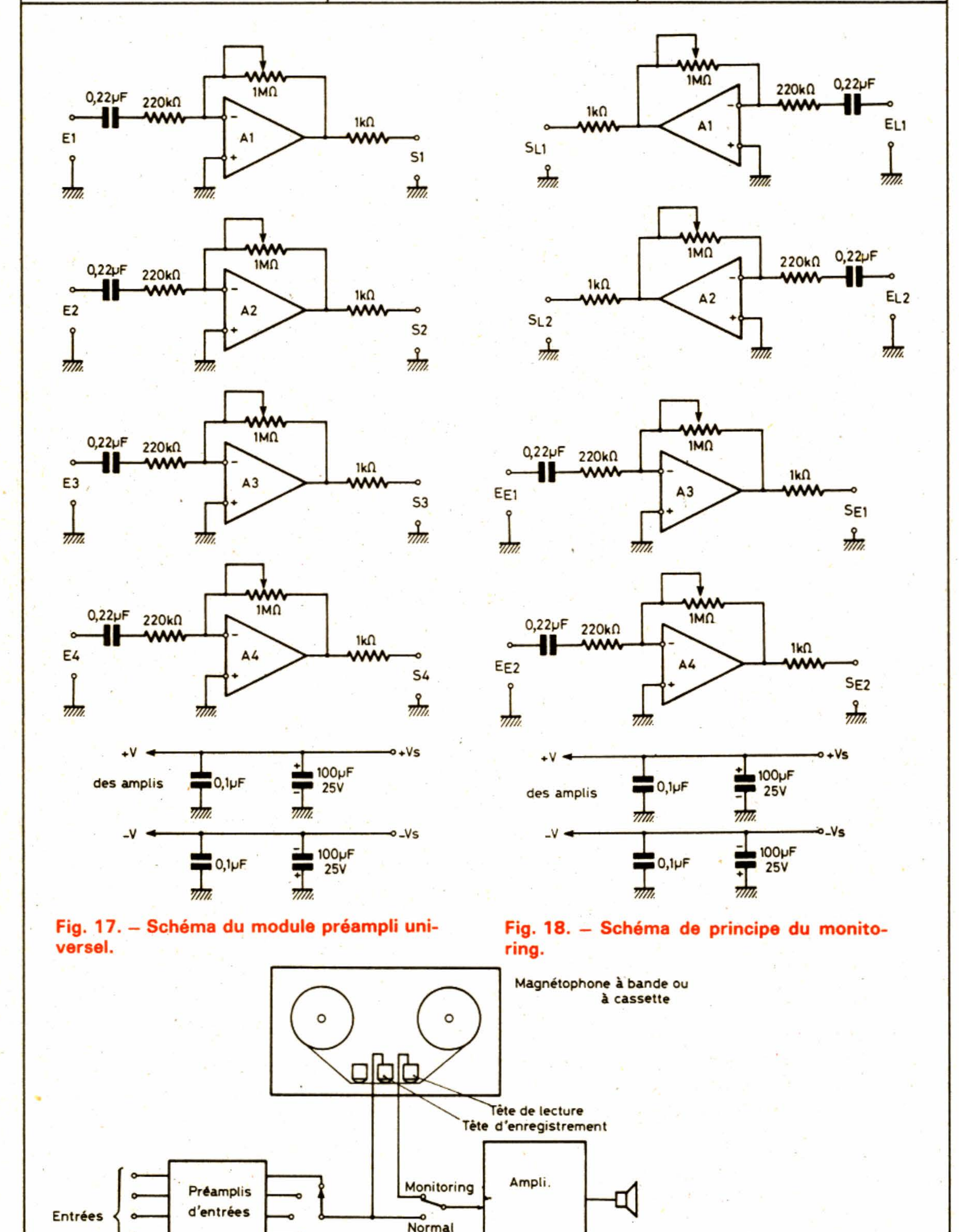


Fig. 17. – Schéma du module préampli universel.

Fig. 18. – Schéma de principe du monitoring.

Fig. 19. – Schéma du module préamplificateur de monitoring.

des préamplis. La bande passante de tels montages est de 200 kHz ce qui est plus que suffisant pour un amplificateur haute fidélité digne de ce nom.

Magnétophone, monitoring, dubbing

Notre amplificateur est évidemment équipé d'une (ou plusieurs cela dépend de vous) prises pour magnétophone(s) et il est possible de faire du monitoring et du dubbing. Qu'est-ce que cela signifie ? Le monitoring est l'opération qui consiste, avec un magnétophone à trois têtes, à lire aussitôt après l'enregistrement ce qui se trouve sur la bande magnétique et à le comparer à la

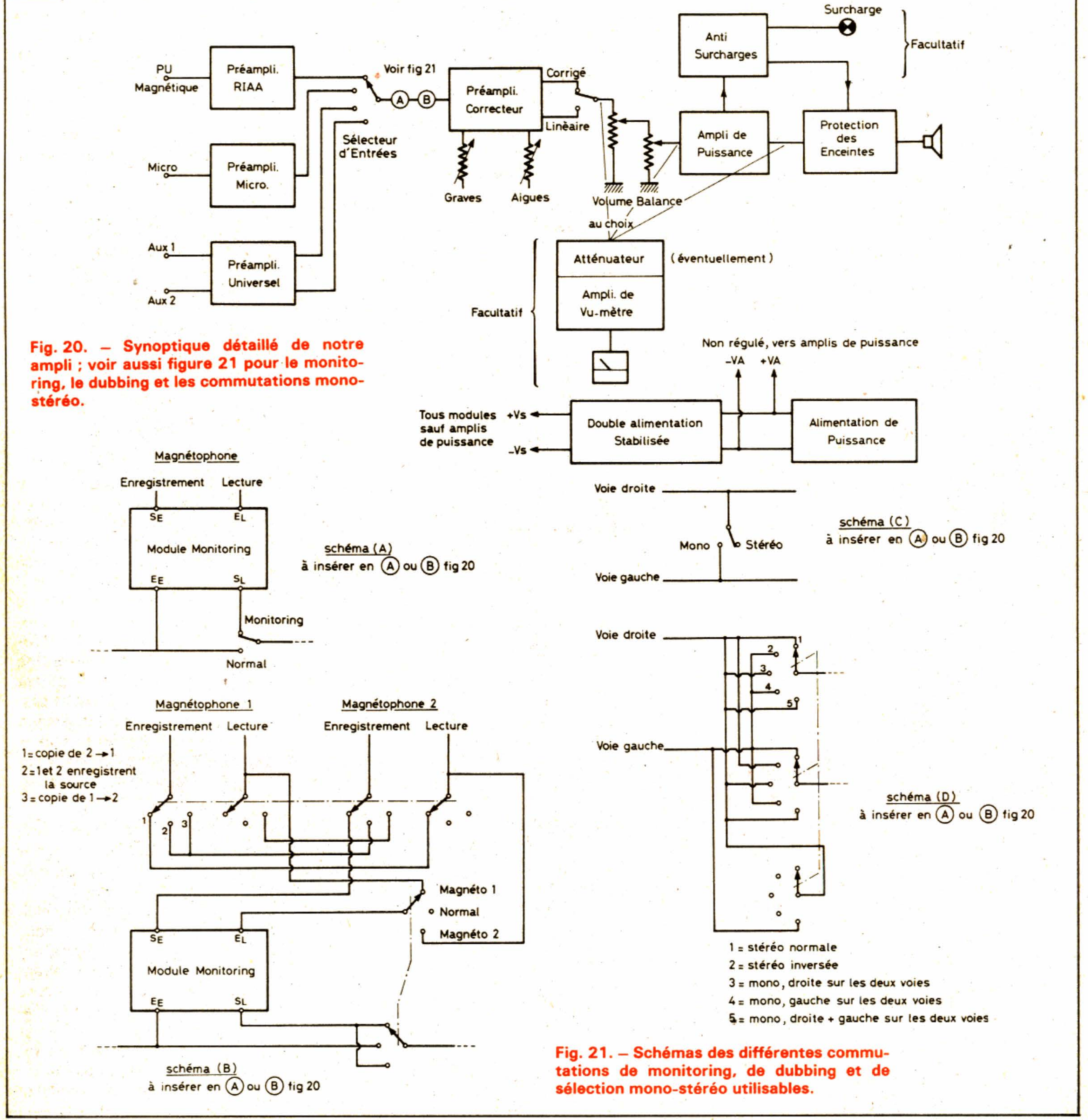


Fig. 20. – Synoptique détaillé de notre ampli ; voir aussi figure 21 pour le monitoring, le dubbing et les commutations mono-stéréo.

Fig. 21. – Schémas des différentes commutations de monitoring, de dubbing et de sélection mono-stéréo utilisables.

source originale selon un schéma visible figure 18. En position « normal », l'amplificateur reçoit le signal de la source à enregistrer ; en position « monitoring », l'amplificateur reçoit ce même signal en provenance du magnétophone permettant ainsi une comparaison directe et immédiate. Le dubbing quant à lui est plus simple à assimiler ; ce n'est rien d'autre que la possibilité de copier une bande d'un magnétophone à un autre pendant que l'ampli est raccordé à une autre source musicale (ou à un des deux magnétophones). Cette possibilité présentée comme un luxe sur certains amplis se résume dans notre montage à un commutateur, si cela vous tente, vous n'avez donc pas à hésiter.

Les niveaux d'entrée et de sortie des magnétophones étant très différents selon que ceux-ci sont Européens ou Japonais, nous avons prévu ici encore la possibilité d'adapter les niveaux d'entrée et de sortie ; le schéma adopté, visible figure 19, est identique à celui de notre préampli universel, seules les appellations des entrées et des sorties changent. En faisant varier les gains des amplificateurs opérationnels, on peut ajuster ainsi indépendamment la sensibilité d'entrée et le niveau de sortie.

Récapitulation, synoptique général

Le défaut souvent avancé par nombre d'amateurs lors de la description d'un ensemble modulaire est qu'il est difficile de s'y retrouver ; aussi avons-nous dessiné un synoptique général sur lequel apparaissent toutes les fonctions que l'on peut installer sur cet amplificateur ; synoptique que nous allons commenter en étudiant la figure 20.

Il faut en premier lieu un module alimentation de puissance commun aux deux voies droite et gauche et au reste de l'appareil. Cette alimentation de puissance est suivie par deux modules alimentations stabilisées, un module « positif » et un module « négatif » les préamplificateurs étant alimentés sous des tensions symétriques par rapport à la masse.

La partie « puissance » se compose d'un module amplificateur de puissance par voie. Ce module est suivi d'un module protection des haut-parleurs et temporisation à la mise sous tension commun aux deux voies. Si vous le souhaitez vous pouvez adjoindre le module protection thermique et indication de surcharge, également commun aux deux voies mais ce n'est pas indispensable.

Si vous le désirez, et compte tenu des explications données à ce sujet, l'amplificateur de VU-mètre sera monté devant ou derrière les modules amplis de puissance. Ce module est commun aux deux voies.

Devant la partie puissance se trouvent les réglages de balance et de volume puis les préamplificateurs correcteurs de tonalité. Il faut un module correcteur par voie, sachant que chaque module supporte à la fois le préamplificateur correcteur et le préamplificateur linéaire.

Ces préamplis correcteurs sont précédés d'un certain nombre de commutateurs détaillés ci-après selon ce que vous souhaitez faire, mais, en régle générale vient ensuite le sélecteur d'entrées. Celui-ci est précédé des préamplis correspondant à vos désirs, ce que nous avons représenté n'étant qu'un exemple. Sachez seulement pour établir vos prévisions que :
– Le module préampli micro et le module préampli RIAA sont communs aux deux voies.
– Le module préampli universel supporte deux entrées stéréo ou quatre entrées mono.

La figure 21 précise les commutations qu'il est possible d'insérer aux points A et B du synoptique de la figure 20. Tout d'abord, nous avons la solution simple ... uniquement la possibilité ... monitoring avec un seul magnétophone en a. Ensuite, en b, nous voyons comment monter un commutateur pour faire du monitoring et du dubbing. En c nous avons indiqué le mode le plus simple de commutation mono stéréo tandis qu'en d est représenté un commutateur permettant toutes les fantaisies en ce domaine.

Les commutateurs de monitoring seront montés avant ou après les commutateurs de fonction (mono stéréo) ou avant selon que vous souhaitez que ces derniers agissent ou non sur l'enregistrement en cours.

Conclusion

Nous en avons terminé avec la présentation des schémas de cet amplificateur et avec son étude théorique que nous avons voulu succinte afin de ne pas lasser le lecteur débutant ; le mois prochain nous vous proposerons la réalisation de cet appareil qui, comme vous pourrez le constater sera à la portée de tout amateur sachant tenir un fer à souder. Si ce n'est pas encore le cas et que vous soyez tenté, il vous reste un mois pour vous entraîner...

(à suivre)

C. TAVERNIER

Bloc-notes

Marantz et la bande magnétique



La société Marantz France vient de mettre sur le marché une gamme de cassettes audio, celle-là comporte six cassettes :
– Super Ferro MF1 – C60 – C90
– Chrome MC2 – C60 – C90
– Métal MM4 – C60 – C90.

Réalisez votre ordinateur individuel

III LA CARTE CPU 09

étude du microprocesseur MC 6809

APRES avoir réalisé, le mois dernier, le boîtier, le fond de panier et l'alimentation, nous sommes prêts à passer aux choses sérieuses aujourd'hui avec la carte CPU 09 qui, comme nous allons le voir, constitue le cœur du système puisqu'elle est à elle seule un micro-ordinateur complet avec de la RAM, de la ROM et des interfaces d'entrées/sorties multiples dont certaines ont des fonctions bien définies et d'autres sont à la disposition de l'utilisateur.

Avant de parler de cette carte, nous allons vous présenter un synoptique complet de notre ordinateur individuel car cela nous a déjà été demandé très souvent par courrier ; par ailleurs, nous allons indiquer, pour chaque carte, le prix de revient très approximatif puisque c'est aussi un souhait fréquemment exprimé. Précisons toutefois que cette indication n'est que très grossière puisque, selon les points de vente, l'on trouve des variations dans des rapports allant jusqu'à 5 sur le prix d'un même composant ; si vous voulez minimiser le prix de revient de votre système il vous faudra donc ouvrir l'œil et consulter de nombreux revendeurs. A ce propos, l'auteur souhaite ouvrir une parenthèse au sujet du « différend » entre lecteurs parisiens et provinciaux ; il est évident que les lecteurs parisiens sont favorisés pour la recherche des composants puisque, avec quelques tickets de métro, ils peuvent entrer en rapport avec une foule de fournisseurs. En Province, c'est un peu plus pénible et il faut faire beaucoup de correspondance pour, parfois, de maigres résultats, la réduction du prix de revient du système est à ce prix ! Par contre, n'écrivez pas à l'auteur pour lui dire qu'il ne pense pas aux lecteurs de Province ; celui-ci habite en effet une petite ville du Sud-Est et est donc très bien placé pour constater toutes les difficultés d'approvisionnement. Pour remédier au moins en partie à celles-ci, nous avons fait approvisionner par la société FACIM qui réalise les circuits imprimés du système tous les composants sortant de l'ordinaire (microprocesseur, circuits d'interface, circuits TTL SPECIAUX, composants particuliers tels que quartz, etc.). L'idéal serait, comme on nous l'a écrit, une société qui stockerait tout, depuis les vis jusqu'aux unités de disques souples ; soyons réalistes, c'est totalement impossible, ne serait-ce qu'en raison de l'étalement dans le temps de vos prises de décision de réaliser ou non ce système.

Synoptique général

Notre ordinateur faisant appel à un bus de fond de panier, normalisé qui plus est, il n'est aucunement figé et peut supporter toutes les extensions que vous pourrez imaginer. Nous avons cependant prévu de décrire un certain nombre de cartes de base permettant d'arriver à une structure très puissante.

La figure 1 présente ce synoptique que nous allons commenter. Hormis l'alimentation et le bus déjà décrits, la première carte du système est la carte CPU 09 qui, comme vous le constatez, supporte toutes les entrées sorties indispensables de celui-ci puisque l'on peut y raccorder :

– un terminal qui sera l'organe de dialogue avec l'ordinateur ;
– un magnétophone à cassettes qui sera la mémoire de masse pour ceux d'entre vous qui ne souhaiteront pas s'équiper en disques souples ;
– une imprimante.

Avec cette unique carte, vous pourrez donc commencer à travailler en langage machine et vous initier ainsi au 6809 afin de bien posséder votre système. Il est évident que le développement de programmes dans de telles conditions ne sera pas facile en raison de la petite taille de la RAM disponible, mais il était difficile de faire plus sans nuire par la suite à la logique de construction de l'ensemble.

Le prix de revient de cette carte se situe entre 500 et 700 F environ. Nous décrirons ensuite une carte mémoire de grande capacité que vous pourrez équiper à votre guise. Pour réduire le prix de revient, la consommation et l'encombrement, nous avons fait appel à de la RAM dynamique ultra moderne. Le schéma adopté, entièrement conçu par l'auteur, ne présente aucun point délicat, n'utilise aucun composant LSI d'approvisionnement difficile, et le fonctionnement est assuré dès la dernière soudure effectuée (ce qui n'avait malheureusement pas toujours été le cas dans notre précédent système). Cette carte supporte quatre blocs de 64 K-mots de 8 bits soit 256 K-octets ! L'équipement minimum étant constitué par un bloc de 64 K-mots (ce qui représente tout l'espace adressable du 6809). Dès que cela sera réalisé, vous pourrez, même si vous n'avez pas de disques souples, travailler avec un éditeur de texte très puissant, un macro-assembleur et un interpréteur BASIC étendu. Le prix de revient de cette carte équipée de 64 K-mots se

situe entre 800 et 1 000 F à l'heure où nous écrivons ces lignes ; mais, comme le prix des mémoires utilisées est en chute libre, il est probable qu'il sera possible de faire nettement moins cher.

Viendra ensuite une carte interface pour disques souples ou durs qui pourra recevoir de une à trois unités de disques souples 5 ou 8 pouces, simple ou double face, simple ou double densité, simple ou double densité de pistes et, si cela ne vous suffit pas, sachez que vous pourrez même connecter sur celle-ci une unité de disque dur type Winchester (le seul problème à ce propos n'étant pas technique puisque nous avons prévu ce qu'il fallait, mais financier...). Cette carte reviendra entre 600 et 900 F, somme à laquelle il faudra malheureusement ajouter le prix des lecteurs de disques que vous aurez choisis. A ce propos, si un fournisseur veut nous aider, l'auteur est prêt à recevoir toute proposition concrète et sérieuse.

Nous étudierons ensuite une carte pouvant supporter de la RAM, de la ROM et de la REPROM, voire même peut-être de l'EAROM puisque le principe et les types de ces mémoires commencent à se normaliser, et nous passerons ensuite à un ensemble de visualisation graphique total en couleur ; mais nous reparlerons ultérieurement de ces cartes plus en détail.

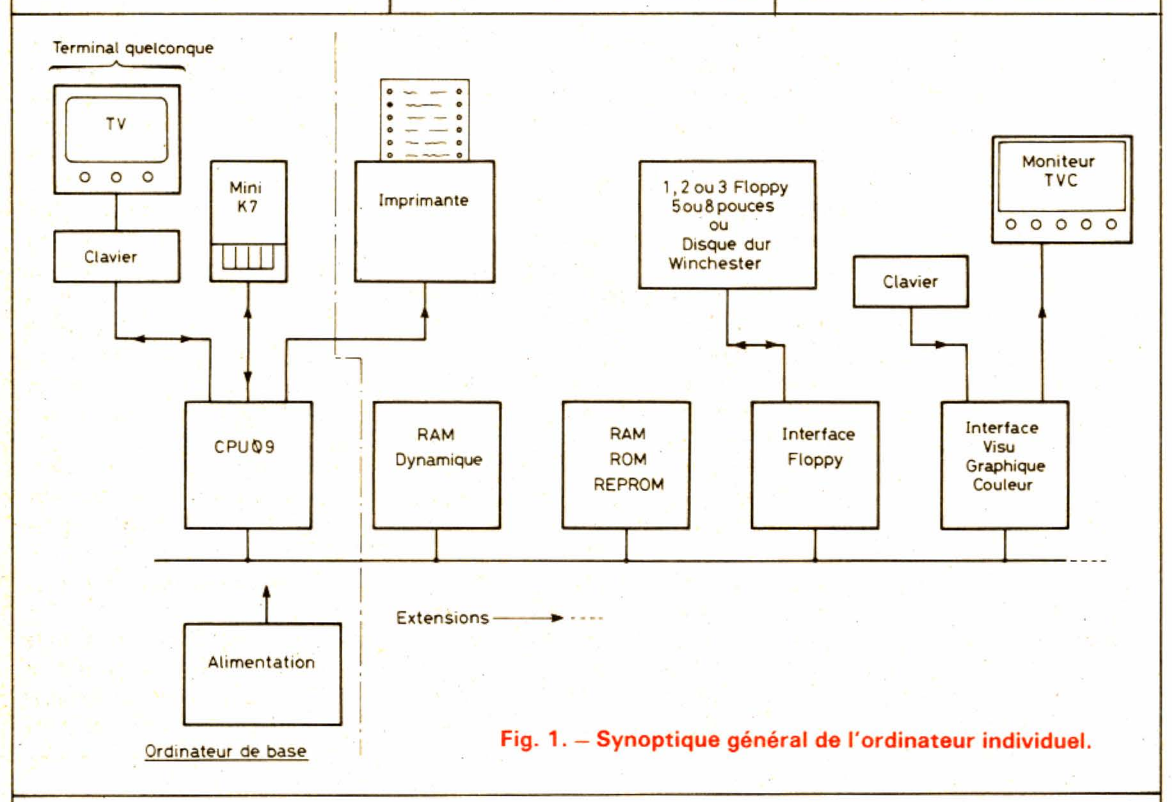


Fig. 1. – Synoptique général de l'ordinateur individuel.

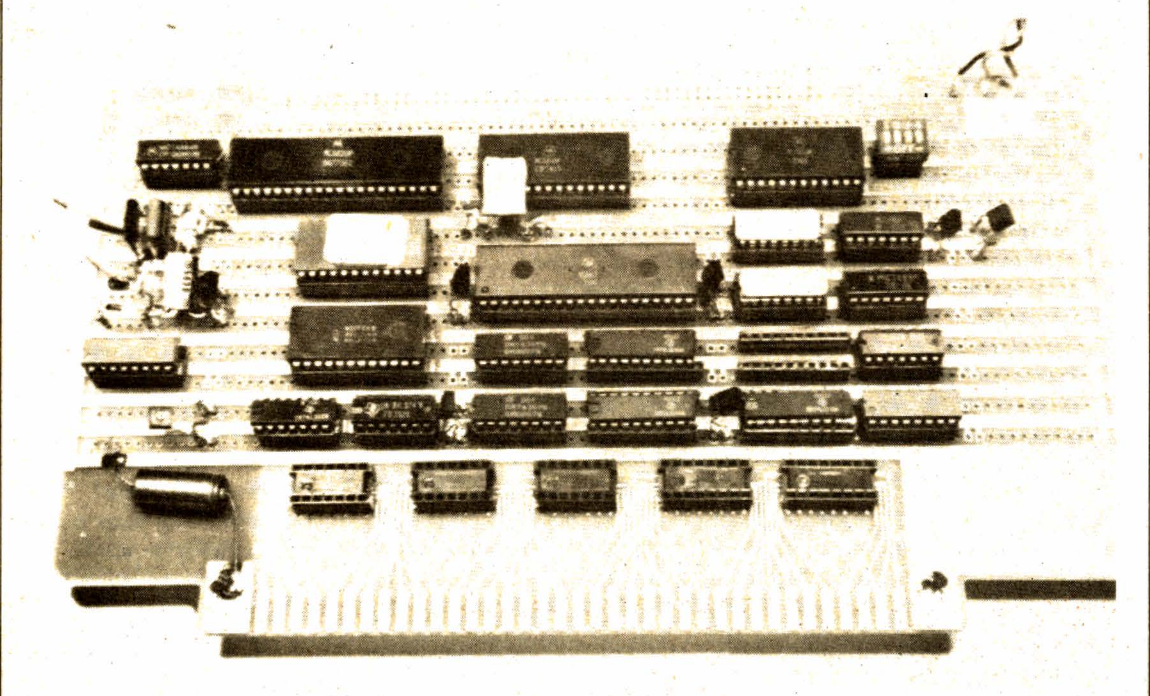


Photo 1. – Gros plan sur la version expérimentale de la carte CPU 09.

La carte CPU 09

Malgré le nombre important de fonctions qu'est capable d'accomplir cette carte, son schéma n'en est pas très complexe pour qui connaît un peu les circuits de la famille 6800 (ce qui sera votre cas sous peu !). La figure 2 présente son synoptique détaillé.

Un bus interne à la carte permet une liaison facile entre les divers circuits qui la composent. Nous avons, bien sûr, l'unité centrale qui est le microprocesseur 6809, une mémoire RAM de 1 K-mots de 8 bits, une mémoire PROM de 4 K-mots de 8 bits, un triple timer programmable, un circuit d'interface série asynchrone et un circuit d'interface parallèle. Par ailleurs, une logique de gestion de bus et un ensemble d'amplificateurs trois états permettent de relier ce bus interne au bus de fond de panier lorsque l'adressage auquel il est fait appel l'indique.

La RAM est une mémoire utilisée en partie par le moniteur du système pour y loger ses variables de travail et est, pour la partie restante, à la

disposition de l'utilisateur. La répartition de ces parties et leur rôle seront vus lors de la description du moniteur.

La PROM contient le moniteur du système gérant tous les échanges avec les périphériques et supportant toutes les commandes de base de notre ordinateur. La taille importante de celui-ci (4 K) et la puissance du 6809 laissent augurer un moniteur performant, ce que vous pourrez constater lors de sa description.

Le circuit d'interface série asynchrone permet de connecter à la carte un terminal quelconque (télétype ASR 33 de récupération, notre terminal vidéo décrit en décembre 1981 ou tout autre) disposant d'une interface normalisée RS 232. La vitesse de transmission de cette liaison est entièrement programmable par logiciel au moyen d'une commande du moniteur ; il n'y a pas de strap à déplacer ou de commutateur à tourner !

Le timer programmable est triple ; une de ses sections est utilisée pour générer l'horloge de transmission de la liaison série évoquée ci-avant ; les deux autres sections sont à la disposition de l'utilisateur. L'une d'entre elles est préconnectée pour pouvoir faire, grâce au moniteur, de l'exécution de programmes en pas à pas, même si le programme est en mémoire morte, ce qui est très utile en phase de mise au point.

Le circuit d'interface parallèle joue de multiples rôles grâce à ses vingt lignes d'entrées sorties programmables indépendamment les unes des autres. Une partie de ce circuit est utilisée pour réaliser l'interface avec le magnétophone à cassettes. Une autre partie sert d'interface avec une imprimante quelconque disposant d'une sortie (normalisée) type Centronics. Deux autres lignes du circuit reçoivent des mini-interrupteurs qui vous permettent d'indiquer au moniteur la configuration de votre système ; celui-ci se configure à son tour conformément aux données ainsi fournies. Enfin, les lignes restantes sont à la disposition de l'utilisateur.

Quelques circuits logiques, non représentés sur le synoptique, permettent des fonctions externes de DMA (accès direct mémoire) ou de rafraîchissement de RAM dynamique, permettant ainsi aux réalisateurs de l'ancien mini-ordinateur d'utiliser leur carte 48 K sans difficulté.

Cette présentation étant faite, et au risque de faire crier les « maniaques » du fer à souder, nous devons, avant de passer à la réalisation pratique, décrire en détail le 6809 puisque ses signaux constituent le bus du système et que, de toute façon, si une telle description n'était pas faite, il vous serait impossible d'utiliser la carte CPU 09. Par contre, pour faciliter votre travail, nous allons vous indiquer la nomenclature complète des composants afin que vous puissiez commencer leur approvisionnement dès aujourd'hui.

Les composants

Le tableau de la figure 3 donne la liste complète de ceux-ci ; liste que nous allons commenter pour éviter toute question.

Les circuits TTL seront, de préférence, choisis dans la série LS (Low power Schottky) qui est à l'heure actuelle au même prix que la série normale. Les circuits de la famille 6800 peuvent provenir de chez Motorola (le préfixe est alors MC) ou de chez Efcis (le préfixe est alors EF) ; les modèles en boîtier plastique conviennent très bien et sont moins chers que leurs homologues en boîtier céramique. Ne vous laissez pas leurrer par les « soi-disant » meilleures performances des boîtiers céramiques ; c'est un argument stupide et malhonnête, la seule différence entre les deux versions se situant au niveau de la température de fonctionnement et de l'étanchéité du boîtier. Sachez aussi que les circuits de la famille 6800 existent en trois versions de vitesse selon que l'horloge travaille à 1 MHz, 1,5 MHz ou 2 MHz ; les références sont codées de la façon suivante : MC 68XX pour la version 1 MHz, MC 68AXX pour la version 1,5 MHz et MC 68BXX pour la version 2 MHz. Pour notre ordinateur, la version 1 MHz suffit. Au niveau de la 2732 ou 2532, il existe deux types de brochages selon le fabricant de la mémoire. Notre carte peut accommoder les deux types, donc vous n'avez pas de crainte à avoir, les seules choses à vérifier sont :

– que votre revendeur s'engage à reprendre la mémoire si celle-ci s'avère non totalement programmable (en principe cela ne pose aucun problème) ;

– que le temps d'accès de la mémoire n'est pas supérieur à 450 ns. Cette donnée est généralement codée derrière

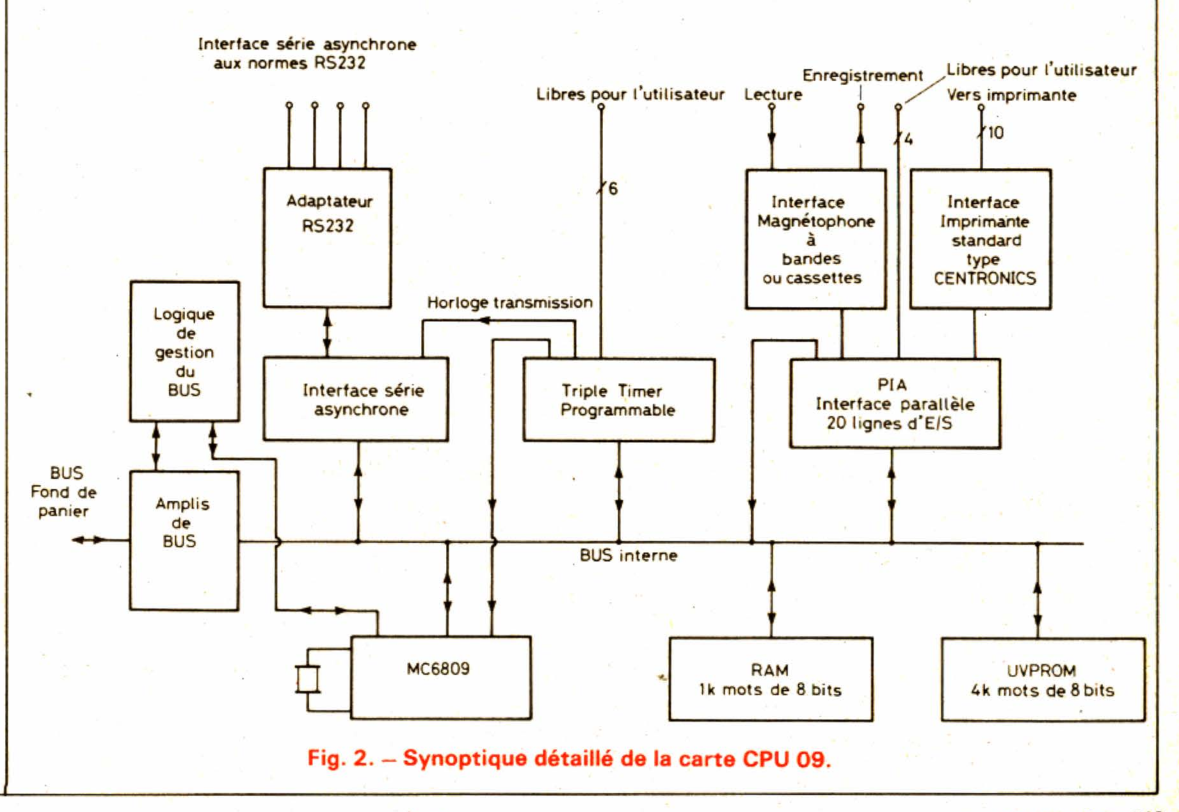


Fig. 2. – Synoptique détaillé de la carte CPU 09.

la référence de la mémoire sous la forme (par exemple) – 35 pour 350 ns. En cas de doute, demandez à votre revendeur.

Pour les composants passifs :

– les résistances sont des modèles 1/4 W ;

–les condensateurs de découplage de 22 nF doivent avoir les pattes au pas de 2,54 mm ou de 5,08 mm ;

– les supports ne sont pas obligatoires si vous savez tenir un fer à souder et si vous êtes sûr de la qualité de vos composants ; par contre ils sont conseillés pour les circuits exposés au monde extérieur (amplis de bus et amplis de sortie des circuits d'interface). Comme l'on peut utiliser ici des supports quelconques puisque le circuit imprimé est à trous métallisés, nous vous conseillons d'acquérir des supports de qualité ordinaire et d'en équiper tous les circuits intégrés.

Le moniteur qui doit être placé dans la mémoire PROM le sera par l'auteur selon une procédure indiquée en temps utile.

Quantité	Références	Remarque
1	MC 6809 ou EF 6809	
1	MC 6850 ou EF 6850	
1	MC 6820, MC 6821, EF 6820, EF 6821	
1	MC 6840, EF 6840	
1	MK 4118-4	MOSTEK
1	MCM 2532, TMS 2532, I 2532...	2532
2	8T97, SN 74367	
1	SN 74LS640	
3	SN 74LS541	
1	SN 74LS00	
1	SN 74MLS2	
1	SN 74LS74	
1	MC 1488	
1	MC 1489	
1	MC 14584	
1	HM 7611 pré-programmé, référence CPU094	FACIM
1	HM 7611 pré-programmé, référence CPU09B	FACIM
1	Quartz 4 MHz	
1	BC107, BC 108, BC 109, etc.	
1	1N 914, 1N 4148, 1N 4448	
12	Condensateurs 22 nF céramiques pas 2,54 ou 5,08	découplage + 5 V
1	Chimique 100 µF 10 V	
1	Chimique 100 µF 6 V ou 10 V	
3	0,1 µF polyester, mylar ou équivalent	
1	10 nF céramique	
1	47 pF céramique	
15	4,7 kΩ 1/4 W 5 % couches de carbone	
3	6,8 kΩ 1/4 W 5 % couches de carbone	
1	15 kΩ 1/4 W 5 % couches de carbone	
1	47 kΩ 1/4 W 5 % couches de carbone	
1	68 kΩ 1/4 W 5 % couches de carbone	
1	2,2 kΩ 1/4 W 5 % couches de carbone	
1	220 Ω 5 % couches de carbone	
1	47 Ω 1/4 W 5 % couches de carbone	
1	Pos. ajustable 10 kΩ pas 2,54 mm modèle debout, carbone	
1	Connecteur pour câbles plats 2 × 10 contacts	FACIM
1	Connecteur pour câbles plats 2 × 20 contacts	FACIM
1	Bloc de 4 mini-interrupteurs en boîtier DIL	
6	Supports 14 pattes	
4	Supports 16 pattes	
4	Supports 20 pattes	
3	Supports 24 pattes	
1	Support 28 pattes	
2	Support 40 pattes	

Fig. 3. – Nomenclature des composants de la carte CPU 09.

Le MC 6809

Ce microprocesseur est le dernier venu sur le marché des microprocesseurs 8 bits et est donc le plus puissant de ceux-ci ; d'autant plus que son architecture interne est, comme nous allons le voir, sur 16 bits. Sa mise en œuvre est très simple au niveau électronique puisque, et c'est un principe chez Motorola, les bus d'adresses et de données ne sont pas multiplexés.

Si l'on veut en faire une présentation générale, il faut dire que ce microprocesseur est réalisé en technologie HMOS et qu'il offre les caractéristiques principales suivantes :

– Alimentation sous une tension unique de 5 V.

– Entrées/sorties compatibles TTL.

– Signaux de bus identiques à ceux de toute la famille 6800 permettant l'emploi de tous les périphériques existant dans celle-ci.

– Oscillateur d'horloge intégré.

– Signaux de gestion de bus autorisant le DMA ou le fonctionnement en multi-microprocesseurs.

– Possibilité de travailler avec des mémoires lentes.

– Trois sources d'interruptions externes matérielles ; une non masquable, une masquable normale et une masquable rapide.

– Instruction de synchronisation avec un événement externe.

– 10 modes d'adressages extrêmement puissants.

– 59 mnémoniques d'instructions qui, compte tenu de leurs possibilités, équivalent à 1 464 instructions différentes.

– Opérations arithmétiques et logiques sur 16 bits.

– Multiplication 8 bits par 8 bits en une seule instruction.

– Langage source assurant une compatibilité ascendante avec le 6800.

Ceux d'entre vous qui sont déjà familiarisés avec les microprocesseurs apprécieront ; les autres vont apprécier grâce aux explications qui vont suivre.

Dans tout microprocesseur, deux parties distinctes, bien qu'étroitement liées, sont à considérer : la partie matérielle (le Hard pour les initiés) et le logiciel (le Soft). Nous allons voir que ces deux parties sont imbriquées et nous allons commencer par le « soft » en vous présentant figure 4 le modèle du programmeur, c'est-à-dire le jeu de registres que vous voyez et avec lequel vous pouvez travailler lorsque vous programmez en 6809.

Nous avons plusieurs registres de 16 bits décomposés comme suit :

– Deux index X et Y utilisés principalement pour l'adressage indexé ; cependant, plusieurs opérations arithmétiques et logiques sont possibles sur ceux-ci et entre les index et les accumulateurs.

– Deux pointeurs de pile U et S. Nous allons revenir plus avant dans cet article sur le rôle d'un pointeur de pile, vous comprendrez mieux alors le rôle de ceux-ci. Le pointeur U est le pointeur de pile utilisateur (User stack) et le pointeur S est le pointeur de pile système ou superviseur (System stack). Ces pointeurs peuvent, de plus, être utilisés comme registres d'index au même titre que X et Y.

– Un accumulateur 16 bits D formé par la concaténation (la mise bout à bout si vous préférez) des deux accumulateurs de 8 bits A et B. Il est ainsi possible de travailler sur 8 bits dans A et dans B indépendamment l'un de l'autre et de travailler ensuite sur 16 bits dans D, le passage d'un mode à l'autre étant immédiat et pouvant avoir lieu à n'importe quel moment.

Viennent ensuite deux registres 8 bits aux rôles un peu particuliers :

– Le DP ou DPR qui est le registre de page directe (Direct Page Register) utilisé pour le mode d'adressage direct que nous étudierons ci-après.

– Le CCR ou CC qui est le registre d'état ou de codes conditions (Condition Code Register) et dont chaque bit a une signification particulière quant à l'état du processeur et au résultat de l'opération qui vient d'être réalisée.

Enfin, pour compléter le tout, et bien qu'on ne l'utilise pas en tant que registre, nous trouvons bien sûr le compteur ordinal ou PC (Program Counter) qui pointe sur l'instruction à effectuer ; ce registre est sur 16 bits puisque la capacité d'adressage du 6809 est de 64 K-octets et fait donc appel à 16 lignes d'adresses.

Nous allons revenir un peu sur les bits du CCR pour en définir le rôle. Le bit C est le bit de retenue (de l'anglais Carry) ; il passe à 1 lorsque l'opération qui vient d'être réalisée génère une retenue.

Le bit V est le bit de dépassement (de l'anglais over flow) ; il passe à 1 lorsque l'opération qui vient d'avoir lieu génère un dépassement de capacité si l'on considère les conventions de représentation des nombres binaires en complément à deux avec signe.

Le bit Z est le bit de zéro (de l'anglais Zero, vous vous en seriez douté !), il passe à 1 lorsque le résultat de l'opération effectuée est nul.

Le bit N est le bit d'indication de valeur négative (de l'anglais Negative), il contient la valeur du bit de poids fort du résultat de l'opération qui vient d'être effectuée, c'est-à-dire qu'en binaire signé il indique le signe de ce résultat.

Le bit I est le masque de l'interruption IRQ (Interrupt mask) ; lorsqu'il est à 1, les interruptions arrivant sur la ligne IRQ sont ignorées.

Le bit H est le bit de demi-retenue (Half carry) ; il passe à un s'il y a retenue lors d'opérations en BCD sur quatre bits.

Le bit F est le masque de l'interruption rapide FIRQ (Fast interrupt mask) ; lorsqu'il est à 1, les interruptions arrivant sur la ligne FIRQ sont ignorées.

Le bit E enfin est l'indicateur de ce qui a été sauvegardé sur la pile ; en effet, lorsqu'il y a une interruption, un certain nombre de don-

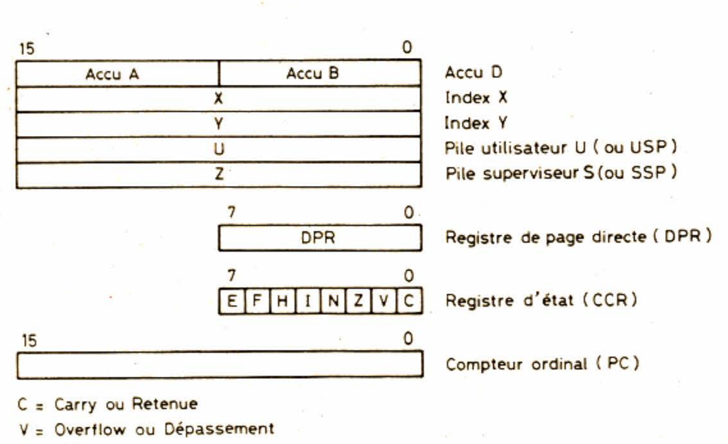


Fig. 4. – Le « modèle du programmeur » du 6809.

Adresses { A0 à A15
Données { D0 à D7
Alimentation { +Vcc Masse
Oscillateur { XTAL EXTAL
Lecture / Ecriture R/W
6809
RESET Remise à zéro
MRDY Mémoire prête
HALT Mise en halte
E, Q } Horloges du systéme
DMA / BREQ Demande de bus
BA, BS } Etat du processeur
IRQ, FIRQ, NMI } Interruptions

Fig. 5. – Présentation des signaux issus du 6809.

BA	BS	Etat du 6809
0	0	Normal, programme en cours d'exécution
0	1	Acquittement d'interruption ou de RESET
1	0	Acquittement de synchronisation
1	1	Halte ou libération du BUS

Fig. 6. – Signification de BA et BS.

nées sont stockées sur la pile, ce nombre étant différent si l'on a affaire à une interruption normale ou à une interruption rapide ; si ce bit est à 1, cela signifie que tout le contexte a été sauvegardé sur la pile. Nous verrons, lors de la description du jeu d'instructions, le rôle de certains de ces bits de façon plus précise.

Les signaux du 6809

Ainsi que nous l'avons dit, le 6809 est simple d'emploi en raison de ses bus non multiplexés ; par ailleurs, nous allons vous montrer que la connaissance de quelques informations élémentaires suffit à vous permettre de comprendre et de vérifier le fonctionnement de vos cartes.

La figure 5 présente une vue globale de signaux du bus 6809 classés par catégorie. Nous y remarquons :

– 16 lignes d'adresses appelées A_0 à A_{15} ; l'adresse présente sur ces lignes est vraie. Par ailleurs, l'adresse présente sur A_0 à A_{15} est soit valide soit égale à FFF lorsqu'elle est invalide. Ces lignes sont unidirectionnelles et trois états, elles peuvent commander quatre charges TTL LS ou une charge TTL normale.

– 8 lignes de données D_0 à D_7 ; la valeur placée sur ces lignes est ici aussi vraie (ou en logique positive si vous préférez). Ces lignes sont bidirectionnelles 3 états et peuvent aussi attaquer quatre charges TTL LS ou une charge TTL normale.

– 2 lignes d'alimentation : la masse nommée V_{ss} et le + 5 V nommé V_{cc} ou V_{dd}. Cette alimentation doit être égale à + 5 V + ou – 5 %.

– 2 lignes XTAL et EXTAL servant à connecter un quartz de fréquence égale à quatre fois la fréquence de fonctionnement du micro. Il faudra donc un quartz 4 MHz pour un 6809 (horloge à 1 MHz) et un quartz 8 MHz pour un 68B09 (horloge à 2 MHz). Bien que devant répondre à des critères bien définis dans la fiche technique du 6809, le quartz peut être quasiment quelconque, l'oscillateur étant très tolérant.

– 1 ligne R/W ou lecture-écriture qui indique si le 6809 lit (R/W à 1) ou écrit (R/W à 0) dans la mémoire ou les circuits périphériques. Cette ligne a aussi la faculté de pouvoir passer dans le troisième état.

– 1 ligne RESET ou remise à zéro. Un niveau bas appliqué sur cette entrée a pour effet de faire une remise à zéro du 6809 et fait charger le PC par le contenu de la mémoire se trouvant en FFFE et FFFF.

– 1 ligne MRDY ou mémoire prête (Memory Ready) qui permet de ralentir les accès mémoire du 6809 pour les mémoires lentes. Cette ligne est active au niveau bas.

– Une ligne HALT qui permet de mettre le 6809 en halte. Le fait de passer cette ligne à l'état bas laisse terminer l'instruction en cours, puis le 6809 s'arrête et libère son bus, c'est-à-dire que toutes les sorties 3 états passent à l'état haute impédance. Les interruptions IRQ et FIRQ sont ignorées pendant un HALT, par contre NMI et RESET sont mémorisées pour être traitées dès la remontée à 1 de la ligne HALT.

– 2 lignes E et Q qui sont les horloges du système. Ces deux signaux sont utilisés par tous les éléments du système pour pouvoir échanger des données avec le 6809 car ce sont eux qui rythment tous ces échanges. Ils sont à une fréquence égale au quart de la fréquence du quartz et sont en quadrature l'un par rapport à l'autre. Ces lignes ne sont pas 3 états et ne sont pas affectées par l'état du processeur ; par contre, l'état haut de E peut être prolongé par le signal MRDY comme nous le verrons.

– 1 ligne DMA/BREQ qui permet de demander au 6809 de libérer son bus pour un autre processeur ou pour faire du DMA (accès direct mémoire). Lorsque cette ligne passe au niveau bas, le 6809 termine le cycle en cours puis indique au moyen de BA et BS la libération de son bus. Les lignes 3 états sont alors dans ce cas en haute impédance. Cet état ne peut se prolonger au-delà de 15 cycles d'horloges. Passé ce délai, le 6809 reprend le contrôle du bus pour des besoins de rafraîchissement interne ; il est alors à même de libérer à nouveau son bus pour 15 cycles si le signal DMA/BREQ est toujours présent.

– 2 lignes BA et BS qui permettent de savoir dans quel état se trouve le processeur. Le tableau de la figure 6 indique la signification de BA et BS.

– 3 lignes d'interruptions NMI, IRQ et FIRQ. NMI est l'entrée d'interruption non masquable (Non Maskable Interrupt), un front descendant sur cette entrée déclenche un cycle d'interruption sauf si le 6809 est en halte, auquel cas le déclenchement n'a lieu qu'au sortir du halte. IRQ est l'entrée d'interruption masquable normale (Interrupt ReQuest) ; si le bit I du CCR est à zéro, un niveau bas sur cette entrée déclenche un cycle d'interruption. FIRQ est une interruption de type IRQ, mais rapide (Fast IRQ) ; en effet, alors que pour NMI et IRQ tous les registres du 6809 sont sauvegardés sur la pile, lors d'une FIRQ, seuls le PC et le CCR sont sauvegardés, ce qui permet une prise en compte plus rapide de l'interruption. Cette ligne fonctionne comme IRQ mais est masquée par le bit F du CCR et non par le bit I. De plus, lors d'une FIRQ, le bit E du CCR passe à zéro, indiquant une sauvegarde incomplète des registres.

Ce tour d'horizon des signaux étant fait, nous allons décrire sommairement quelques particularités essentielles à la bonne compréhension du fonctionnement du système. Tout repose sur la signification de certains points de la figure 7. Nous y voyons les deux horloges « système » E et Q en quadrature. Les seuls éléments importants à prendre en considération sont les suivants :

Les adresses sont valides (c'est-à-dire ont une signification) depuis le front montant de Q jusqu'à la fin du cycle.

Les données sortant du 6809 sont valides à partir du front montant de E jusqu'à la fin du cycle.

Lors d'une lecture en mémoire, le 6809 prend en compte les données sur le front descendant de E en fin de cycle.

Une fois que ces notions sont assimilées, et pour les puristes, nous indiquons en figures 8, 9 et 10 les chronogrammes de lecture, d'écriture et le tableau des temps leur correspondant afin que

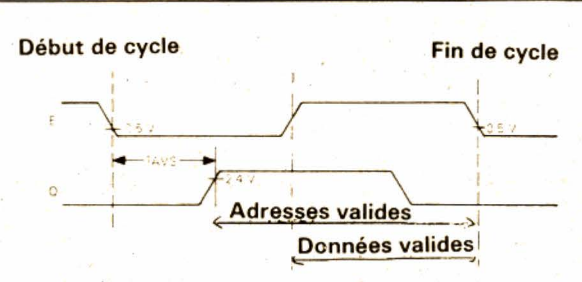


Fig. 7. – Signification de E et Q vis-à-vis de la validité des informations présentes sur le bus.

vous puissiez vérifier les assertions ci-avant.

Dès lors, le rôle d'un signal comme MRDY peut être compris très facilement. Supposons que nous ayons une mémoire trop lente pour que ses données soient présentes lors du front descendant de E ; il suffit, comme le montre la figure 11, de faire descendre MRDY, ce qui a pour effet d'allonger l'état haut de E et donc de retarder son front descendant, donc la prise en compte des données en provenance de la mémoire lente.

Nous aurons l'occasion, tout au long de cette étude, de revenir sur le rôle du signal E et sur l'utilisation optimale de E et Q.

Les modes d'adressage

« L'ennui naquit un jour de

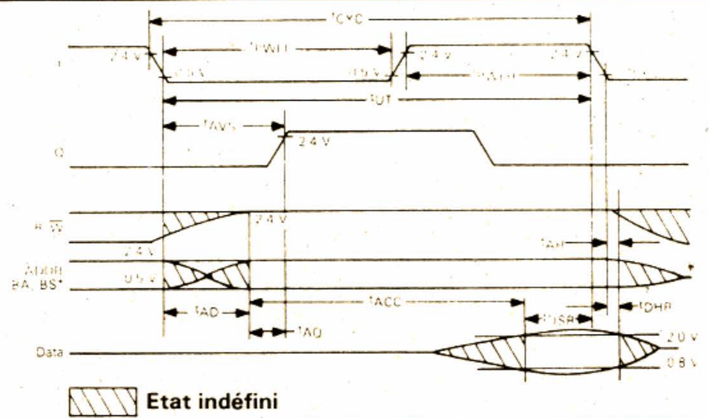


Fig. 8. – Chronogramme de lecture.

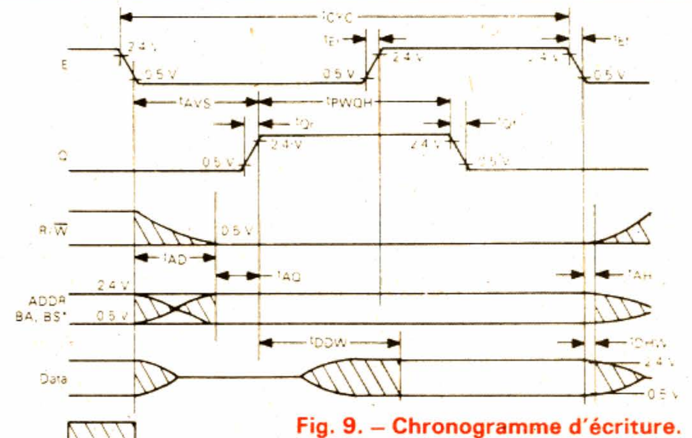


Fig. 9. – Chronogramme d'écriture.

READ/WRITE TIMING

Characteristic	Symbol	MC 6809			MC 68A09			MC68B09			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Cycle Time	t_{CYC}	1000	–	–	667	–	–	500	–	–	ns
Total Up Time	t_{UT}	975	–	–	640	–	–	480	–	–	ns
Peripheral Read Access Time $t_{UT} - t_{AD} - t_{DSR} = t_{ACC}$	t_{ACC}	695	–	–	440	–	–	320	–	–	ns
Data Setup Time (Read)	t_{DSR}	80	–	–	60	–	–	40	–	–	ns
Input Data Hold Time	t_{DHR}	10	–	–	10	–	–	40	–	–	ns
Output Data Hold Time	t_{DHW}	30	–	–	30	–	–	30	–	–	ns
Address Hold Time (Address R/W)	t_{AH}	20	–	–	20	–	–	20	–	–	ns
Address Delay	t_{AD}	–	–	200	–	–	140	–	–	110	ns
Data Delay Time (Write)	t_{DDW}	–	–	225	–	–	180	–	–	145	ns
E_{low} to Q_{high} Time	t_{AVS}	–	–	250	–	–	165	–	–	125	ns
Address Valid to Q_{high}	t_{AQ}	50	–	–	25	–	–	15	–	–	ns
Processor Clock Low	t_{PWEH}	450	–	–	295	–	–	210	–	–	ns
Processor Clock High	t_{PWEL}	450	–	–	280	–	–	220	–	–	ns
MRDY Set Up Time	t_{PCSM}	125	–	–	125	–	–	125	–	–	ns
Interrupts Set Up Time	t_{PCS}	200	–	–	140	–	–	110	–	–	ns
HALT Set Up Time	t_{PCSH}	200	–	–	140	–	–	110	–	–	ns
RESET Set Up Time	t_{PCSR}	200	–	–	140	–	–	110	–	–	ns
DMA/BREQ Set Up Time	t_{PCSD}	125	–	–	125	–	–	125	–	–	ns
Crystal Osc Start Time	t_{RC}	100	–	–	100	–	–	100	–	–	ms
E Rise and Fall Time	t_{Er}, t_{Ef}	5	–	25	5	–	25	5	–	20	ns
Processor Control Rise/Fall	t_{PCr}, t_{PCf}	–	–	100	–	–	100	–	–	100	ns
Q Rise and Fall Time	t_{Qr}, t_{Qf}	5	–	25	5	–	25	5	–	20	ns
Q Clock High	t_{PWQH}	450	–	–	280	–	–	220	–	–	ns

Figure 10. – Valeurs numériques des temps indiqués en figures 8 et 9.

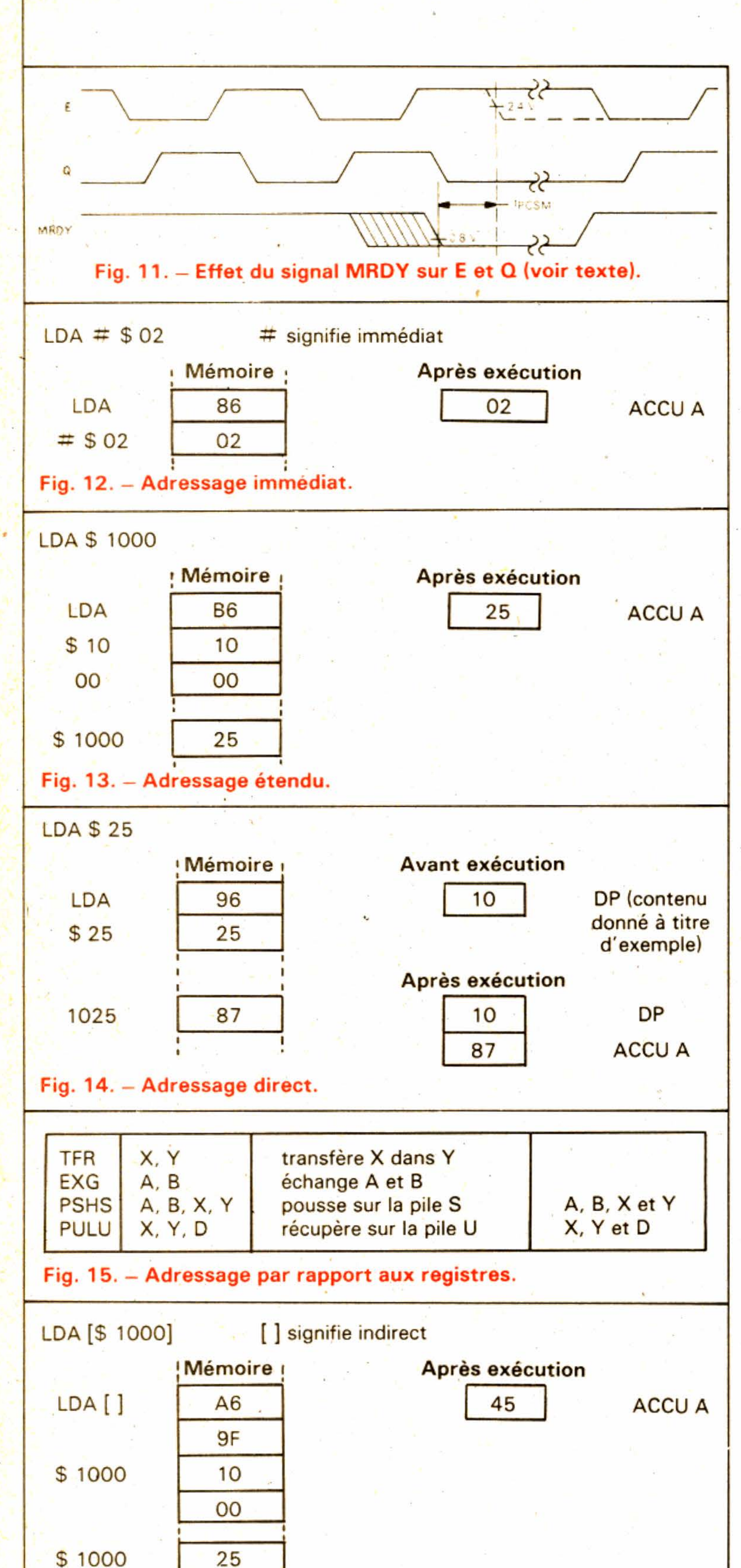


Fig. 11. – Effet du signal MRDY sur E et Q (voir texte).

Fig. 12. – Adressage immédiat.

Fig. 13. – Adressage étendu.

Fig. 14. – Adressage direct.

TFR	X, Y	transfère X dans Y	
EXG	A, B	échange A et B	
PSHS	A, B, X, Y	pousse sur la pile S	A, B, X et Y
PULU	X, Y, D	récupère sur la pile U	X, Y et D

Fig. 15. – Adressage par rapport aux registres.

Fig. 16. – Adressage indirect étendu.

l'uniformité », aussi allons-nous parler un peu logiciel pour compléter cette présentation du 6809. Nous allons étudier en premier le plus difficile (si l'on peut dire !) en passant en revue de façon imagée les différents modes d'adressage.

Précisons pour le lecteur peu familiarisé avec les microprocesseurs que les explications relatives au fonctionnement même de celui-ci sont données par ailleurs dans cette revue dans la série « initiation à la micro-informatique » et que nous ne décrivons ici que ce qui est propre au 6809 afin de ne pas faire double emploi.

Pour présenter au mieux les différents modes d'adressage, nous allons utiliser à chaque fois la même instruction consistant à charger l'accumulateur A par le contenu spécifié par le mode d'adressage utilisé, cela nous permettra de présenter l'évolution des cases mémoire concernées ainsi que l'accumulateur A.

Le 6809 dispose donc de 10 modes d'adressage dont certains sont extrêmement performants. On distingue :

– L'adressage inhérent ou implicite qui n'est pas à proprement parler un mode d'adressage puisque les instructions concernées comportent en elles-mêmes l'adresse à utiliser (généralement un registre).

– L'adressage immédiat : la donnée se trouve directement derrière l'instruction concernée comme le montre l'exemple de la figure 12.

– L'adressage étendu : l'instruction est suivie par un mot de 16 bits représentant l'adresse où aller chercher la donnée comme indiqué figure 13. Ce mode d'adressage peut atteindre toute l'étendue mémoire du 6809 mais présente l'inconvénient de ne pas permettre la réalisation de programmes translatables (c'est-à-dire indépendants de leur position en mémoire) puisque l'adresse ainsi spécifiée l'est en valeur absolue.

– L'adressage direct : le mot de 8 bits qui suit l'instruction représente les poids faibles de l'adresse où aller chercher la donnée ; les poids forts de cette adresse étant contenus dans le DPR (Direct Page Register). Ce mode d'adressage est aussi appelé adressage par page, le contenu du DPR étant assimilable à un numéro de page et le mot de 8 bits qui suit l'instruction à un numéro de ligne dans la page. La figure 14 donne un exemple d'adressage direct.

– L'adressage par rapport aux registres : l'instruction est suivie par un ou plusieurs noms de registres (voire par une liste de registres) concernés par celle-ci. La figure 15 donne quelques exemples avec leurs significations.

– L'adressage indirect étendu : nous abordons ici un mode d'adressage que l'on rencontre habituellement sur les grosses machines. L'instruction est suivie par un mot de 16 bits qui est l'adresse de la mémoire dans laquelle se trouve l'adresse de la donnée à utiliser. La figure 16 montre un exemple d'utilisation de ce mode d'adressage.

– L'adressage indexé : c'est avec ce mode d'adressage que le 6809 donne vraiment une démonstration de toute sa puissance comme vous allez le constater. Il existe en effet quatre modes principaux d'adressage indexé, mais, avant de les décrire, rappelons que tous les registres X, Y, U et S peuvent servir d'index sans aucune exception. Rappelons également le principe général de tout adressage indexé : l'instruction est suivie par une valeur appelée déplacement ou Offset en Anglais, valeur qui est ajoutée au contenu du registre d'index pour trouver l'adresse définitive. En 6809, on distingue en premier lieu

le mode d'adressage indexé avec déplacement nul ; auquel cas, l'instruction n'est suivie par aucune valeur et l'adresse de la donnée n'est autre que le contenu du registre utilisé comme index. Vient ensuite l'adressage indexé avec déplacement constant codé sur 5, 8 ou 16 bits. Dans ces cas, l'instruction est suivie par un mot de 5, 8 ou 16 bits représentant le déplacement qui est ajouté au contenu de l'index utilisé pour trouver l'adresse définitive. La figure 17 présente dans sa première partie un adressage indexé avec déplacement sur 8 bits. Remarquons qu'à partir d'une valeur d'index donnée, le déplacement sur 5 bits permet d'explorer la mémoire depuis « contenu de l'index » – 16 jusqu'à « contenu de l'index » + 15 ; un déplacement sur 8 bits, de « contenu de l'index » – 256 jusqu'à « contenu de l'index » + 255 ; un déplacement sur 16 bits de « contenu de l'index » – 65536 jusqu'à « contenu de l'index » + 65535. Il est donc possible d'explorer toute l'étendue mémoire adressable par le 6809 avec ce dernier mode.

Nous avons ensuite le mode d'adressage utilisant un accumulateur comme déplacement ; l'accu A, l'accu B mais aussi l'accu 16 bits D pouvant être employés. Dans ce cas, le contenu de l'accumulateur concerné est ajouté au contenu de l'index spécifié pour donner l'adresse définitive. La figure 17 dans sa deuxième partie présente un tel exemple. Enfin existent encore deux modes d'adressage indexé, l'adressage indexé post-incrémenté et l'adressage indexé pré-décrémenté, ces deux modes se divisant encore en deux catégories selon que l'incrémentation ou la décrémentation est de 1 ou 2. Dans un tel mode, le déplacement est nul, mais, dans le cas du post incrémenté, l'adresse est bien le contenu de l'index, mais, en plus, celui-ci est automatiquement augmenté de 1 ou 2 unités après exécution de l'instruction. Cela permet d'explorer un tableau de valeur avec une seule instruction. Dans le mode pré-décrémenté, l'idée est la même mais le contenu de l'index est diminué de 1 ou 2 avant d'être utilisé comme adresse. La figure 17 troisième partie montre un tel exemple, la valeur 1 ou 2 étant spécifiée lors de l'écriture de l'instruction par la présence d'un ou deux signes + après celle-ci.

– Le mode d'adressage indexé indirect : comme si ce que nous avons vu n'était pas suffisant, tous les modes d'adressage précédents, à l'exception des modes auto-incrémentés et auto-décrémentés permettent un niveau d'indirection, c'est-à-dire que, le déplacement est encore ajouté à l'index, mais le résultat ainsi obtenu ne pointe pas sur la donnée mais sur l'adresse où aller chercher la donnée. La figure 18 donne un exemple de ce mode d'adressage particulièrement puissant.

– L'adressage relatif : ce mode d'adressage n'est utilisé que lors des instructions de branchement ; l'instruction est suivie par un mot de 8 bits ou de 16 bits qui, ajouté au contenu du PC, donne l'adresse où a lieu le branchement. Il faut donc remarquer que, d'une part, cela permet de réaliser ainsi des programmes translatables puisque n'apparaît plus aucune adresse absolue, mais également que, et c'est nouveau par rapport au 6800, le déplacement pouvant être codé sur 16 bits, ce mode d'adressage peut être utilisé pour atteindre n'importe quel point de la mémoire.

– Le mode d'adressage relatif par rapport au PC : c'est un des modes d'adressage les plus sophistiqués du 6809 puisqu'il permet d'écrire des programmes entièrement translatables sans aucune référence à une adresse absolue. L'instruction est suivie par un mot de 8 ou 16 bits représentant le déplacement à ajouter au PC pour atteindre l'adresse où se trouve la donnée à utiliser ; la valeur de ce déplacement étant automatiquement calculée lors de la phase d'assemblage du programme. La figure 19 illustre un tel mode d'adressage.

Nous avons, avec ces quelques explications et ces quelques figures, fait un tour d'horizon rapide des modes

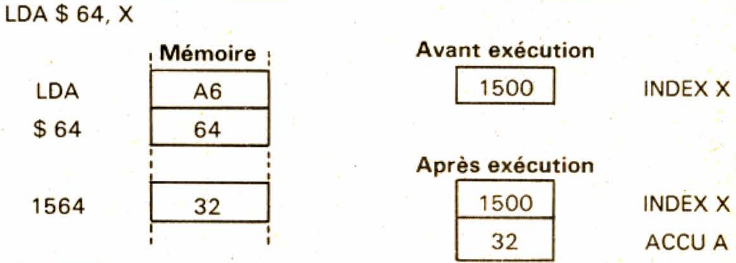


Fig. 17 (première partie). – Adressage indexé avec déplacement constant (codé sur 8 bits dans ce cas).

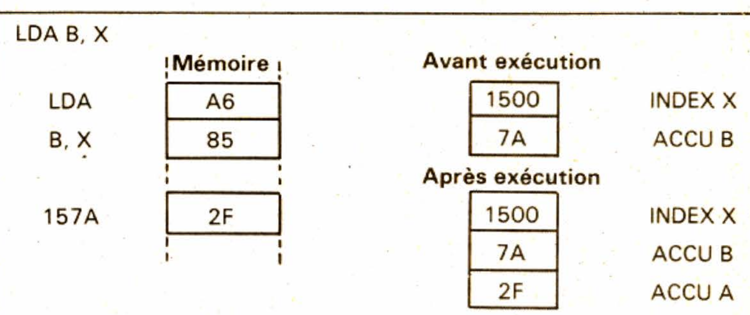


Fig. 17 (deuxième partie). – Adressage indexé utilisant un accumulateur comme déplacement.

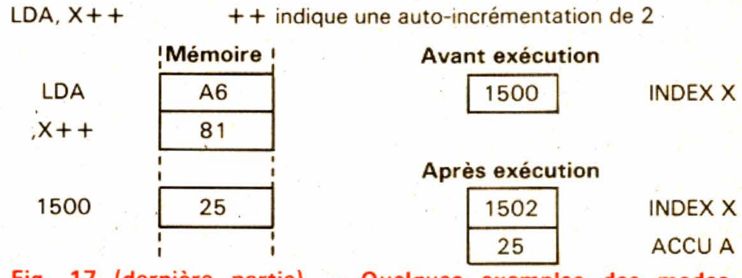


Fig. 17 (dernière partie). – Quelques exemples des modes d'adressage indexés (adressage indexé auto-incrémenté).

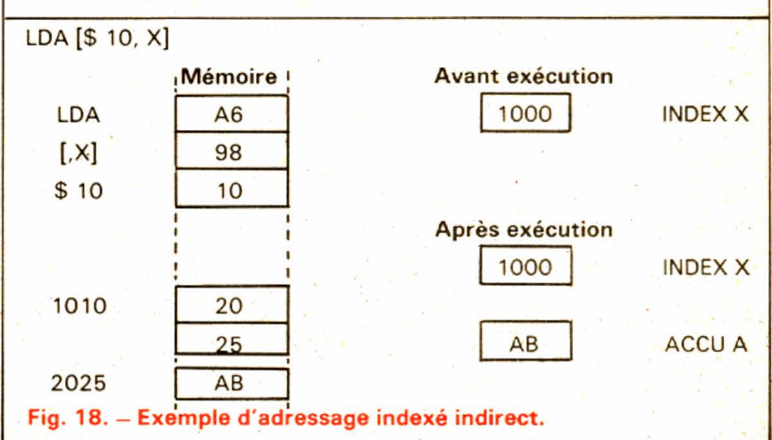


Fig. 18. – Exemple d'adressage indexé indirect.

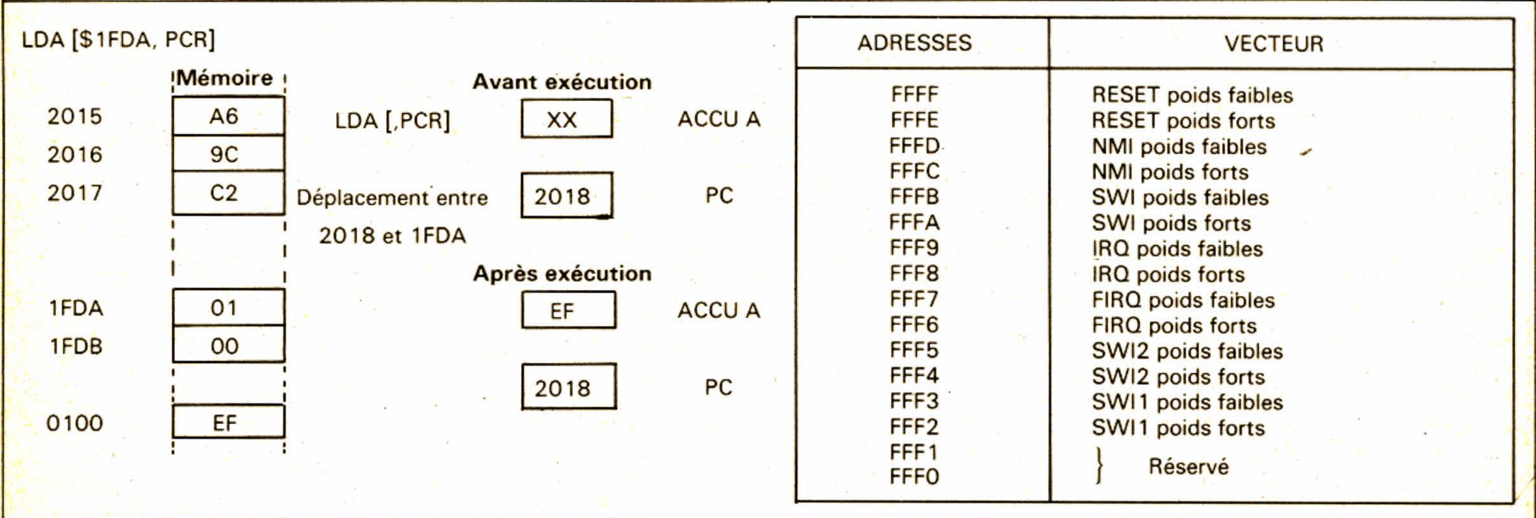
d'adressage du 6809 ; il va sans dire que, pour les exploiter pleinement, il faut une bonne pratique du 6809. Nous vous montrerons cependant sur quelques programmes standards simples comme ils peuvent faciliter le travail et raccourcir la longueur des programmes.

Les interruptions

Après avoir vu les modes d'adressage, nous allons nous intéresser aux interruptions car c'est là un sujet d'importance et qui est assez mal compris par nombre de personnes, même habituées aux microprocesseurs ; pourtant, comme vous allez pouvoir le constater, c'est très simple.

Une interruption est un événement qui peut survenir à n'importe quel moment pendant l'exécution d'un programme que nous appellerons principal pour la clarté de l'exposé ; événement qui doit être pris en compte immédiatement. On peut imaginer par exemple un système à microprocesseur qui pilote un sous-ensemble automatisé dans une raffinerie, une cause d'interruption pouvant être une élévation anormale de température.

Que se passe-t-il lors d'une interruption ? Le microprocesseur termine l'instruction en cours puis, selon le type d'interruption, va exécuter un programme adapté à celle-ci. Cependant, lorsque le programme d'interruption sera fini, si l'on veut que le programme principal puisse reprendre son déroulement normal, il faut bien que le microprocesseur puisse revenir où il en était resté, et avec le contenu des registres tel qu'il était à ce moment-là, pour que l'exécution ne soit pas perturbée. En conséquence, lors de toute interruption, il y a sauvegarde du contexte,



ADRESSES	VECTEUR
FFFF	RESET poids faibles
FFFE	RESET poids forts
FFFD	NMI poids faibles
FFFC	NMI poids forts
FFFB	SWI poids faibles
FFFA	SWI poids forts
FFF9	IRQ poids faibles
FFF8	IRQ poids forts
FFF7	FIRQ poids faibles
FFF6	FIRQ poids forts
FFF5	SWI2 poids faibles
FFF4	SWI2 poids forts
FFF3	SWI1 poids faibles
FFF2	SWI1 poids forts
FFF1	} Réservé
FFF0	

Fig. 19. – Exemple d'adressage relatif par rapport au PC.

Fig. 20. – Emplacements et rôles des vecteurs d'interruptions.

SWI
SWI 2
SWI 3
NMI
IRQ
FIRQ
Masque I en place?
oui
non
Masque F en place?
oui
non
Sauvegarde de tous les registres sur la pile
Sauvegarde de PC et CCR sur la pile
Poursuite du PGM PPAL
Positionnement de BA et BS
SWI — Chargement de PC par le contenu de FFFA FFFB
SWI 2 — Chargement de PC par le contenu de FFF4 FFF5
SWI 3 — Chargement de PC par le contenu de FFF3 FFF2
NMI — Chargement de PC par le contenu de FFFD FFFC
IRQ — Chargement de PC par le contenu de FFF9 FFF8
FIRQ — Chargement de PC par le contenu de FFF7 FFF6
Exécution du programme d'interruption

Fig. 21. – Organigramme de déroulement de prise en compte d'une interruption.

c'est-à-dire que, automatiquement, le microprocesseur mémorise, dans une RAM appelée la pile, le contenu de tous ses registres internes.

Cette RAM appelée pile est située quelque part en mémoire, elle est repérée par un pointeur de pile qui, dans le cas du 6809, est S, c'est-à-dire le pointeur de pile système. Ce pointeur est géré automatiquement par le microprocesseur et, hormis son positionnement initial pour qu'il pointe sur un endroit où il y a effectivement de la RAM, vous n'avez plus à vous en occuper.

L'adresse du programme exécutée lors d'une interruption est mémorisée en un endroit particulier de la mémoire du système, endroit qui diffère selon le type d'interruption. Ces emplacements s'appellent les vecteurs d'interruption. Dans le cas du 6809, ils prennent place en « haut » de la mémoire comme le montre le tableau de la figure 20. Nous remarquons qu'il y a un vecteur par type d'interruption, ce qui est normal puisque chaque interruption peut avoir une source propre ; nous remarquons aussi la présence d'un vecteur de RESET, c'est-à-dire que c'est en FFFF et FFFE que, lors d'un RESET, le 6809 viendra chercher l'adresse de début du programme à exécuter. Les vecteurs SWI, SWI2, SWI3 sont, eux aussi, des vecteurs d'interruptions mais celles-ci sont causées par logiciel au moyen des instructions SWI, SWI2 ou SWI3 ; nous aurons l'occasion d'y revenir. Le vecteur marqué réservé est prévu pour des extensions futures du circuit et n'est pas encore attribué.

Pour fixer encore un peu mieux les idées sur ce qui se passe lors d'une interruption, nous avons dressé l'organigramme de la figure 21 qui présente ce qui se passe dans le 6809 lors de l'arrivée d'une interruption.

Tout d'abord, si c'est une IRQ ou une FIRQ, le test du masque d'interruption a lieu et, si le masque est en place, le programme principal continue à se dérouler comme si de rien n'était. S'il s'agit d'une autre source d'interruption ou si le masque n'est pas en place, le 6809 sauvegarde sur la pile S le contenu de tous ses registres (sauf pour une FIRQ où il ne sauvegarde que les contenus du PC et du CCR) ; il positionne ensuite BA et BS avec le code d'acquittement d'it (revoir la figure 6), puis, selon le type d'interruption, il va chercher dans le vecteur adéquat l'adresse de début du programme à exécuter.

Tout programme d'interruption doit se terminer par une instruction RTI (ReTurn from Interrupt) qui a l'effet visible figure 22. Tous les registres du 6809 sont récupérés sur la pile S, le dernier à être récupéré étant le PC, ce qui a pour effet de faire reprendre l'exécution à l'instruction suivant celle pendant laquelle l'interruption avait eu lieu.

Nous aurons l'occasion de revenir sur ce mécanisme lors de l'étude du moniteur du système car celui-ci fait un usage intensif des interruptions, tant pour faire du pas à pas au moyen de NMI, que pour exécuter certaines fonctions par des SWI. Par ailleurs, si vous êtes peu familiarisés avec ces notions, un exposé détaillé leur sera consacré dans nos articles d'initiation à la micro-informatique.

Quelques recommandations

Vu la longueur de notre exposé, nous allons en rester là pour aujourd'hui, la fin de l'étude du 6809 ainsi que la présentation du schéma complet de la carte étant fixées au mois prochain. Nous vous demandons d'avoir un peu de patience ; plusieurs personnes ont déjà commandé à FACIM les circuits imprimés de la CPU 09 et même de la RAM dynamique (!) et certains lecteurs nous ont demandé, en invoquant des motifs très légitimes, de leur envoyer les schémas complets du système car ils ne pouvaient en attendre la publication. Il est évident que nous ne pouvons satisfaire de telles demandes en raison du surcroît de travail que cela nous cause, d'une part, et aussi parce que de tels schémas sans les explications indispensables qui doivent les accompagner sont inutilisables. Nous vous demandons aussi de ne pas nous bombarder de lettres de réclamation parce qu'il ne vous a pas été répondu sous huit jours. La conception de ce système nous prend beaucoup de temps parce que nous le voulons aussi parfait que possible et nous donnons la priorité à ce souhait qui concerne tous les lecteurs plutôt qu'au

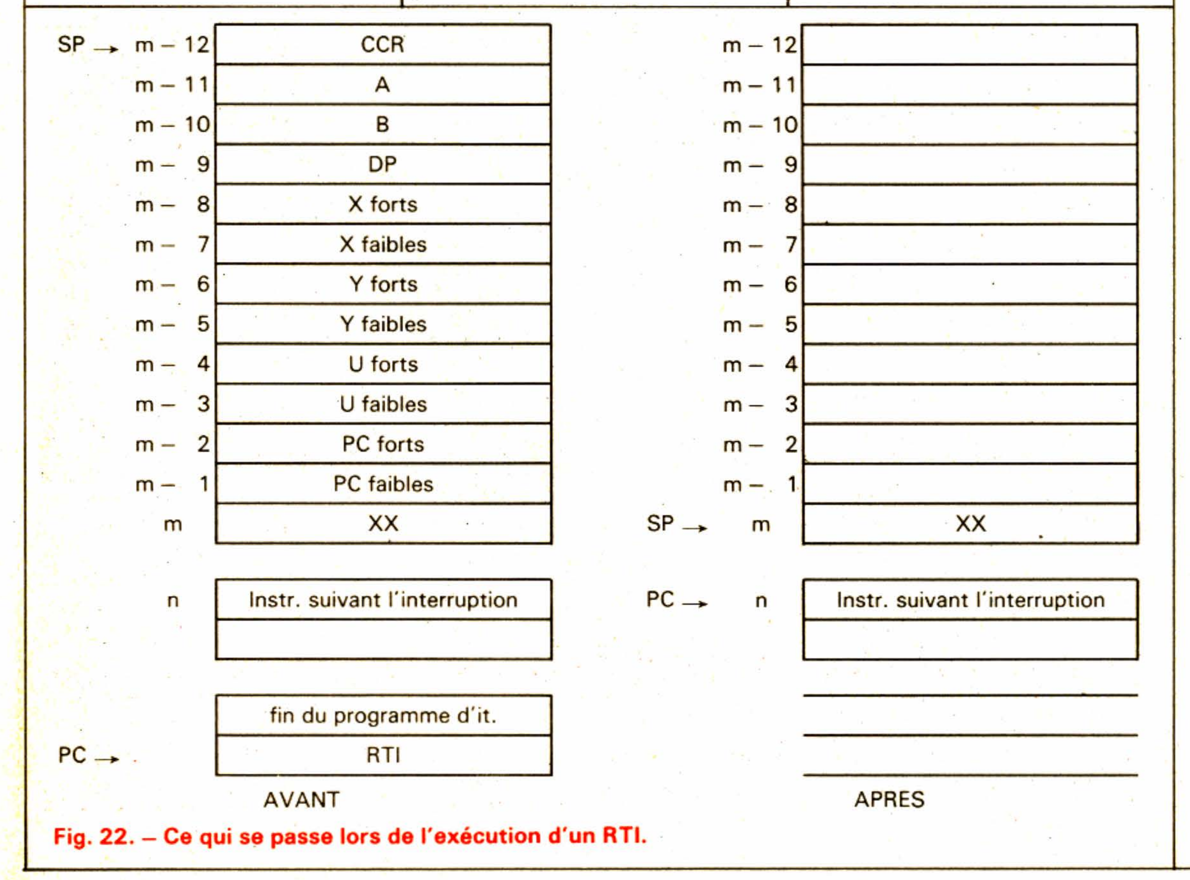


Fig. 22. – Ce qui se passe lors de l'exécution d'un RTI.

courrier. En conséquence, ne vous inquiétez pas, un délai d'un mois est normal, d'autant plus que bien souvent, surtout pour les premiers articles, la réponse à vos questions se trouve dans le ou les numéros suivants.

Pour ce qui est des programmes qui seront disponibles sur cet ordinateur individuel, nous allons, comme pour l'ancien système, éditer un document descriptif aussi complet que possible. Nous vous informerons par la revue de sa date de disponibilité et il est inutile de nous écrire à ce sujet dès maintenant. Tout ce que nous pouvons vous dire est que les logiciels suivants seront disponibles dans un premier temps :

– Editeur de texte très performant, sur cassette ou disquette.
– Macro-assembleur sur cassette ou disquette.
– Interpréteur BASIC étendu sur cassette ou disquette.
– Compilateur PASCAL sur disquette uniquement.
– Jeux et utilitaires divers sur PROM, cassette et disquette.

Tous les détails à leur sujet vous seront donnés ultérieurement lorsque nous aurons avancé un peu plus cette réalisation.

Pour toutes les demandes de renseignements relatives au boîtier de l'ordinateur, au transformateur d'alimentation ou aux circuits imprimés et composants, nous vous prions de vous adresser directement aux sociétés concernées qui ont édité à cet effet des documents d'information. Les adresses de celles-ci sont rappelées ci-après en fin d'article.

Conclusion

Nous souhaitons que cette présentation du 6809 ait été accessible à la majorité d'entre vous. Il ne faut cependant pas vous alarmer si certains détails ont pu vous échapper ; rien ne vaut la pratique pour assimiler l'utilisation d'un microprocesseur, pratique que vous allez bientôt pouvoir expérimenter.

C. TAVERNIER
(A suivre.)

Nota :

Boîtier du système : INCODEC, 7, chemin de Laprat, 26000 Valence.

Circuits imprimés et composants « spéciaux » : FACIM, 19, rue de Hegenheim, 68300 Saint-Louis.

Transformateur d'alimentation : ECA Electronique, 22, quai Thannaron, 26500 Bourg-les-Valence.

Bloc-notes

Nouveautés Pioneer au « Festival du Son et Image Vidéo »

Comme chaque année il faut s'attendre à quelques nouveautés intéressantes sur le stand Pioneer au Festival du Son et de l'Image Vidéo...

Soulevons un coin du voile avec une nouvelle génération d'appareils, les K-Ceivers.

Comme leur nom l'indique, ces nouveaux objets sonores regroupent en une même unité un ampli, un tuner et un magnétophone à cassettes. Outre l'originalité de la combinaison il faut noter l'inédit de la présentation. L'ensemble occupe, en effet, le volume d'un magnétophone à cassettes frontal classique. Les K-Ceivers Pioneer en ont en fait l'aspect avec quelques commandes supplémentaires et bien sûr le cadran du tuner.

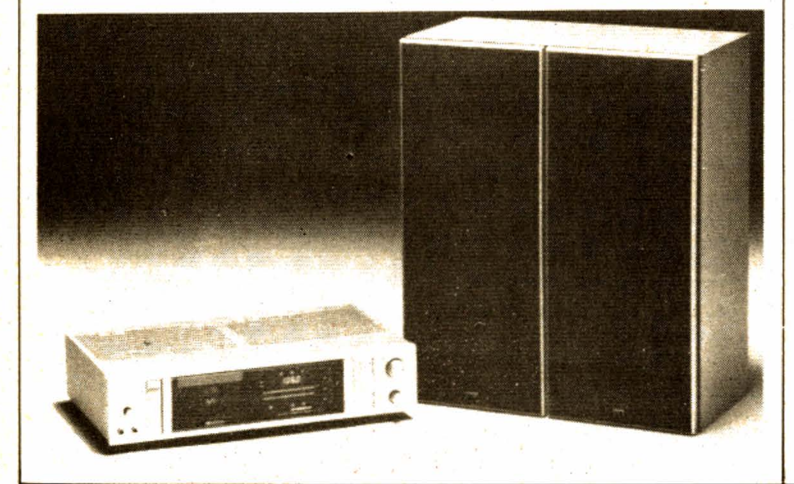
La gamme se compose de 3 modèles, R-7, R-3, R-1, dont les puissances respectives sont 25 W pour les deux premiers et 12 W pour le troisième.

Le R-7 est équipé d'un tuner à synthétiseur digital alors que sur R-3 seul l'affichage de la fréquence est numérique.

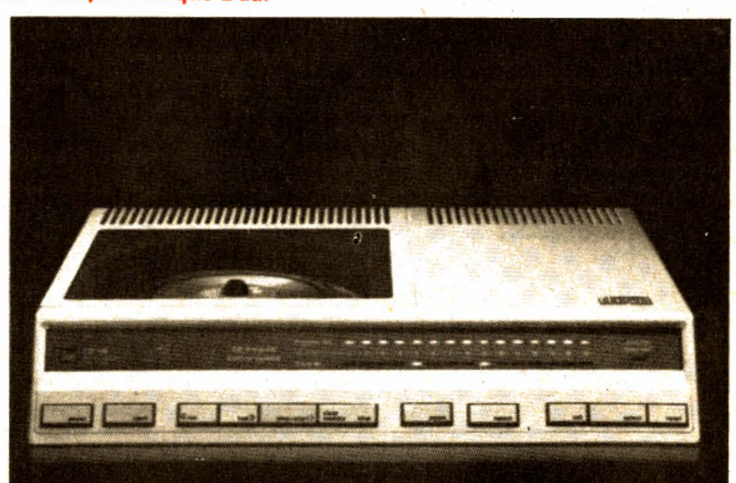
Des enceintes deux voies complètent ces K-Ceivers Pioneer qui présentent de multiples raffinements qu'il serait trop long de détailler.

Avec cette série d'appareils, Pioneer étoffe sa gamme « New Audio » dont la philosophie est, rappelons-le, de proposer aux amateurs des ensembles haute-fidélité très compacts dotés de bonnes performances.

Après les mini-chaînes et les portables cassettes stéréo, les K-Ceivers Pioneer apportent une nouvelle solution à tous ceux qui ne veulent pas renoncer à la haute-fidélité par manque de place...



Le Compact disque Dual

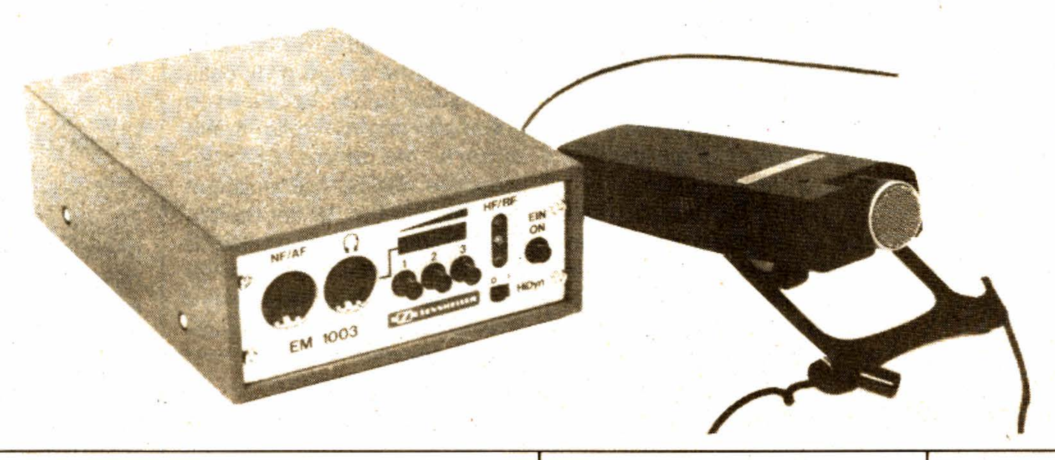


L'Audiodisque que doit présenter Dual au prochain Festival du Son est aux normes Philips/Sony actuellement adoptées par la majorité des constructeurs de matériel HiFi. Cet appareil à lecture laser utilise un disque dont les caractéristiques sont les suivantes :

Le disque CD a un diamètre de 12 cm correspondant à peu près à celui des 45 tours. Par contre, une durée d'audition deux fois plus grande que celle des 33 tours. La platine CD à balayage numérique fonctionne selon le principe de la technique PCM (modulation par impulsions codées), sans pointe, donc sans contact, par faisceau laser.

Le disque tourne à une vitesse de 200 à 500 tours/minute en fonction du rayon de balayage. Les bourdonnements, les ronronnements, le pleurage et le scintillement, et la réaction acoustique entre les enceintes et la platine sont éliminés.

MICRO_EMETTEUR SENNHEISER
SK 1012
ET RECEPTEUR
EM 1003



LES ensembles micro-émetteurs professionnels sont des appareils assez peu connus. Pourtant ils trouvent, notamment dans le domaine du spectacle, une utilisation fréquente. Les auditeurs deviennent de plus en plus exigeants, habitués qu'ils sont à écouter une diffusion en haute fidélité, que la modulation soit issue de disques ou de la radio.

Avec les micro-émetteurs professionnels, c'est un aspect de la radiodiffusion ou de la sonorisation que nous abordons, un sujet rarement évoqué et qui pose un certain nombre de problèmes techniques.

Le micro-émetteur SK 1012 de Sennheiser, associé au récepteur EM 1003, n'est pas à proprement parler un appareil de reportage ; par contre, au catalogue de la firme, nous trouverons d'autres appareils, plus puissants, qui demanderont une dérogation pour leur utilisation, compte tenu de la bande de fréquences utilisée et de leur puissance d'émission.

Nous avons passé le SK 1012 au banc d'essais, avec son émetteur bien sûr, mais auparavant, nous allons voir quels sont les problèmes posés par leur utilisation.

La portée

En fait, il est pratiquement impossible de donner une portée pour ce type d'appareil. La propagation est soumise à beaucoup de lois fort complexes. Un seul fait est sûr : plus la puissance est importante et plus la portée sera grande, mais plus la consommation sera élevée. Ces microphones sont souvent utilisés en intérieur, il y a de nombreuses réflexions sur les murs, ce qui provoque des interférences. En extérieur, en milieu dégagé, la portée sera très supérieure à ce qu'elle peut être lorsque l'émetteur est au milieu d'immeubles et que le récepteur est bien caché.

La puissance de sortie de 10 mW et la puissance rayonnée de 1 mW des SK 1012 permettent une liaison à une distance allant de 30 à 400 m, 30 m dans les plus mauvaises conditions et 400 m en champ libre, ce qui permet déjà de se promener dans la foule.

Une situation élevée de l'antenne de reportage améliorera la transmission.

Avec une puissance de 10 W, telle celle offerte par les SER 10 de la même firme, des essais ont été effectués entre un avion et le sol, ce qui a permis d'obtenir une portée de 600 km... Cette portée tombe à 15/20 km en milieu urbain.

Les fréquences

Les micro-émetteurs de petite puissance, comme les SK 1012 de Sennheiser, fonctionnent sur trois fréquences. Ces fréquences standard de 36,7, 37,1 et 37,9 MHz peuvent être utilisées sans autorisation ni paiement de redevance.

Pour les modèles plus puissants, on utilise d'autres fréquences (dans la bande des 70 à 80 MHz), fréquences prévues pour les services en radiodiffusion.

Certains appareils, comme le SER 10, possèdent une voie émission en large bande (30 Hz-15 kHz) permettant une transmission de qualité radiodiffusion. Une autre voie, voie de retour, fonctionnant dans la bande radiotéléphone, permet un retour d'ordre. Cette voie, elle, offre une bande passante réduite.

La réception

Le microphone de reportage s'utilise en mobile. Cette particularité fait que les conditions de réception sont très variables.

L'antenne va donc recevoir, comme nous l'avons dit, un mélange d'une onde directe et d'une ou plusieurs ondes réfléchies. Si l'émetteur est puissant, il restera toujours une onde à l'entrée du récepteur. Par contre, avec les petits émetteurs, la situation est plus complexe. Il peut y avoir une annulation de l'onde incidente, ce qui entraînera une disparition de

signal, ce que l'on constate d'ailleurs parfois à la radio pendant des reportages.

On peut donc prévoir, sur chaque récepteur, deux antennes de réception qui seront placées en deux endroits différents. Ce couplage permet de réduire certaines interférences mais rend le système de réception plus directif, la directivité dépendant d'ailleurs de la longueur du câble et de l'espacement entre les antennes.

Un autre mode de réception, dit réception en diversité, permet de recevoir deux signaux RF sur deux récepteurs accordés sur la même fréquence.

Les deux récepteurs sont reliés à une boîte qui analyse les deux signaux et qui prendra le meilleur. Cette technique demande, bien entendu, un dispositif de réception plus lourd et plus cher.

L'ensemble SK 1012/ EM 1003

Cet ensemble représente une formule d'émission réception pour microphone professionnel d'un prix relativement abordable.

De plus, l'émetteur est équipé d'un compresseur de modulation et le récepteur d'un compresseur complémentaire. Cet ensemble forme un réducteur de bruit qui augmente de façon non négligeable la dynamique de la transmission. Cette technique de réduction de bruit, qui s'apparente au système dbx, permet de réduire le bruit de fond de la transmission. Son intervention se situe au niveau de la partie audio du signal. Ce réducteur de bruit ne permet pas d'éviter le bruit de fond ambiant ou celui du microphone et de son préamplificateur, mais il éliminera la partie la plus bruyante de la transmission qui est en fait la réception. Ce réducteur de bruit éliminera une partie du bruit du récepteur, notamment en champ faible, il réduira également les bruits provoqués par les interférences d'origine radioélectrique ou parasites.

Ce que nous n'avons pas précisé ici, c'est que la transmission s'effectue en modulation de fréquence, condition essentielle pour que la qualité de la modulation soit correcte.

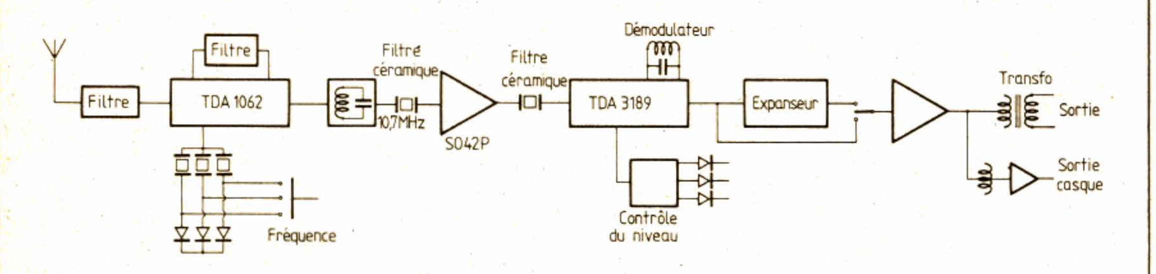


Fig. 1. – Schéma synoptique du récepteur.

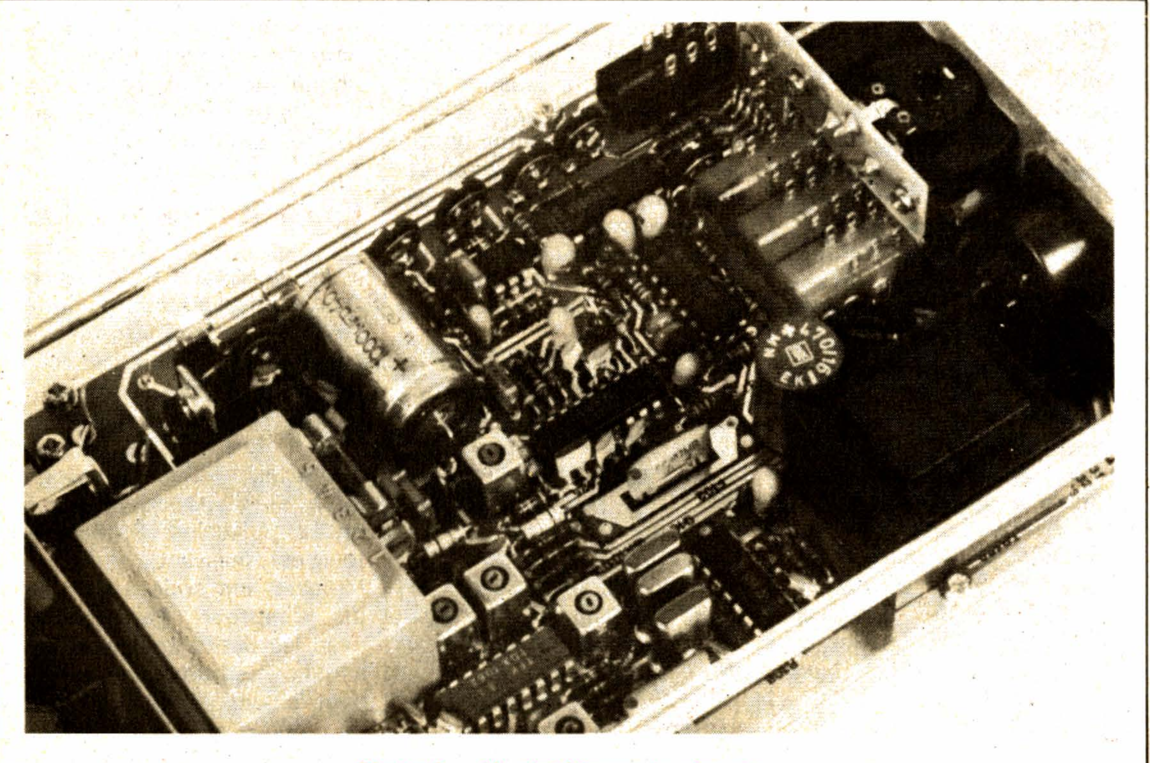


Photo A. – Vue intérieure du récepteur.

La technique

L'émetteur

L'émetteur SK 1012 est équipé d'un système de compression d'amplitude, d'un limiteur. Le limiteur intervient également avec le compresseur lorsque le niveau comprimé devient trop élevé.

L'émetteur étant alimenté par une pile de 9 V, il a fallu réduire au maximum la consommation du montage, de façon à augmenter l'autonomie, ce qui a conduit au choix du NE 570 pour la réalisation du compresseur de dynamique.

Le signal d'entrée arrive sur une prise DIN, sur laquelle on va brancher la capsule microphonique choisie en fonction de la directivité désirée. Cette prise est munie d'un cavalier qui va réaliser une liaison d'alimentation de l'émetteur et de la capsule à électret.

Le signal audio passe au travers d'un filtre RF pour aboutir à l'entrée d'un circuit intégré 5534, circuit préampli audio à très faible bruit de fond.

La contre-réaction de ce préampli comprend un transistor à effet de champ utilisé en limiteur.

Après amplification, la tension d'entrée arrive sur le NE 570 monté en compresseur. La seconde moitié du NE 570 est utilisée en amplificateur avec préaccentuation. La sortie de cet étage va sur un circuit de limitation qui traite les deux polarités du signal audio.

Le signal ainsi conditionné arrive sur des étages passe-bas avant d'atteindre l'oscillateur.

L'oscillateur est de type Colpitts. Aucun pilotage par quartz n'a été prévu. Malgré cette absence, le constructeur annonce une très bonne stabilité en fréquence : mieux que 15 kHz entre + 10 et + 40 °C, et une variation de tension d'alimentation de + 10 à – 40 %.

La compensation de température est assurée par le choix des coefficients de température des composants capacitifs et inductifs. Les premiers étages RF sont par ailleurs alimentés via un régulateur de tension.

La sélection de la fréquence d'émission se fait simplement par une commutation de condensateurs.

Le second étage RF est un tripleur de fréquence ; monté en base commune, il sort sur un double étage accordé, à couplage capacitif.

Un étage « driver » précède l'ampli de puissance ; sur ces deux étages, le constructeur a installé un double circuit accordé, toujours avec couplage par condensateur.

Un filtre en L et un réjecteur complètent le filtrage RF.

Le récepteur

Le récepteur est un superhétérodyne à simple changement de fréquence. L'antenne est reliée à un premier filtre aux bobines non blindées ; filtre suivi d'un autre qui, cette fois, offre des bobines réglables. Ce circuit est un circuit à large bande étant donné qu'il faut couvrir les trois canaux RF.

Le signal arrive sur un circuit intégré TDA 1062 de Telefunken, qui traite directement les signaux RF. Ce circuit intégré présente un préamplificateur attaquant, par un filtre, un mélangeur. L'oscillateur est compris dans ce CI, il utilise ici trois quartz que l'on commute en fonction de la fréquence d'émission du micro. La commutation a été confiée à des diodes BA 243, diodes de commutation RF.

Un filtre céramique suit le filtre LC de sortie du mélangeur, un SO 42 P monté en amplificateur attaque un second filtre céramique. Sur d'autres versions, ce SO 42 P fonctionne en convertisseur pour une double conversion. L'amplificateur FI est un TCA 3189 qui comporte le démodulateur MF.

Nous trouverons ensuite le NE 570 qui va effectuer l'expansion complémentaire. Ce circuit peut être commuté, ce qui offre l'intérêt d'une possibilité d'exploitation avec des émetteurs qui ne sont pas dotés du système Hi-Dyn (Haute Dynamique).

Un amplificateur de sortie attaque un transformateur permettant une sortie symétrique, isolée de la masse du récepteur.

Trois diodes rouge, verte et jaune, indiquent le niveau RF reçu par le récepteur. Ces trois diodes sont commandées par un TCA 965, circuit intégré discriminateur à fenêtre, que nous avons eu l'occasion d'exploiter dans bon nombre de montages.

L'alimentation est régulée par un TDB 0117 ; ce régulateur sera précédé du transformateur d'alimentation, sur le secteur, ou d'une prise permettant le raccordement à une source 12 V, par exemple : prise d'allume-cigare d'une voiture.

Fabrication

L'émetteur, comme le récepteur, sont construits sur des circuits imprimés de verre époxy à trous métallisés ; une couche de vernis de protection assure l'insensibilité du circuit aux conditions ambiantes.

Les composants sont d'une excellente qualité. Ce matériel est de classe professionnelle. Le constructeur n'est pas allé se promener du côté de l'Extrême-Orient pour y trouver ses composants.

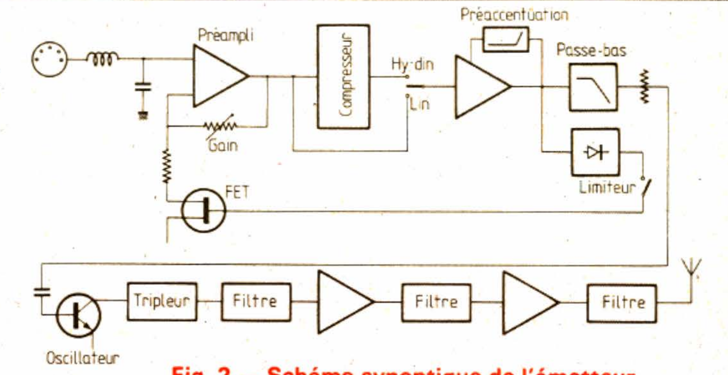
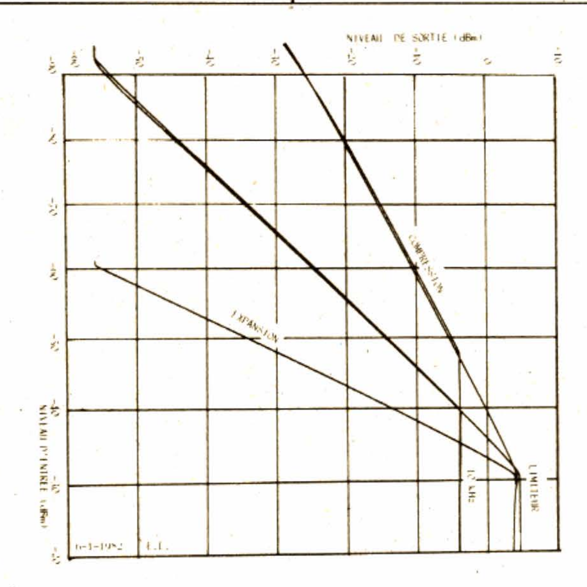
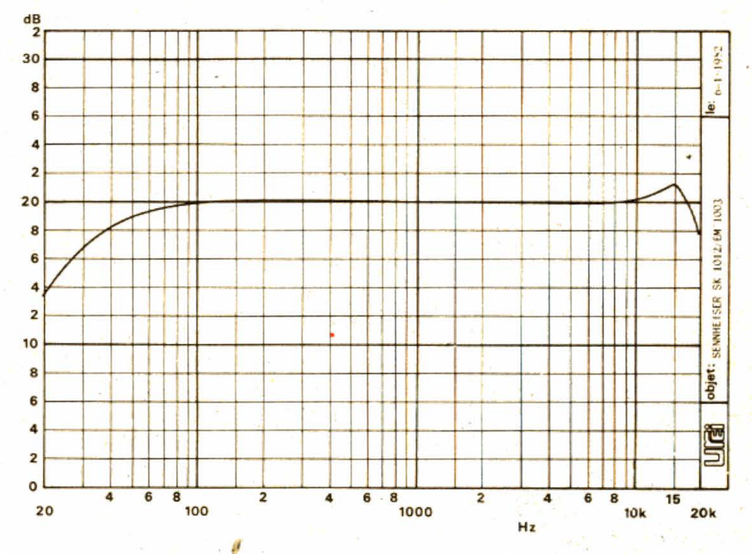


Fig. 2. – Schéma synoptique de l'émetteur.



Courbe A. – Caractéristique de transfert entrée/sortie du micro-émetteur Sennheiser SK 1012 / EM 1003.



Courbe B. – Courbe de réponse de l'ensemble micro-émetteur SK 1012 et EM 1003.

Le récepteur est présenté dans un boîtier moulé ; les faces avant et arrière sont réunies par des entretoises.

L'émetteur est en boîtier embouti ; il n'est pas facile à ouvrir, il faut pour cela enlever des pastilles de matière plastique qui servent de sceau, et dévoileront obligatoirement que l'appareil a été ouvert !

Mesures

La courbe de réponse en fréquence est donnée graphiquement sur papier logarithmique. La linéarité est très bonne. La courbe tient en effet dans une bande de 3 dB de 40 Hz à 20 kHz ; il est difficile de demander mieux.

La tension de sortie du récepteur, à l'entrée en service du limiteur, est de + 6 dBm.

La sensibilité d'entrée micro est réglable de 0,7 mV à 200 mV.

Le taux de distorsion harmonique, pour une tension de sortie de 0 dBm, est de 0,8 % à 1 kHz, et 1 % à 10 kHz.



Photo B. – Le récepteur. Il est équipé d'un commutateur pour son réducteur de bruit.

Le rapport signal sur bruit, mesuré diode verte allumée, est de 86 dB avec Hi-Dyn en service ; sans Hi-Dyn, il passe à 71 dB, ce qui reste une bonne performance. Ces valeurs sont pondérées.

Avec un signal d'entrée correspondant à l'allumage de la diode LED jaune, c'est-à-dire 15 μV environ, nous avons un rapport signal/bruit identique au précédent lorsque le Hi-Dyn est en service, et de 60 dB sans ce réducteur de bruit, ce qui confirme l'intérêt de ce dispositif.

La seconde courbe donne la caractéristique de transfert entrée-sortie de la chaîne micro plus émetteur.

On voit ici la courbe de compression, celle d'expansion, ainsi que l'entrée en service du limiteur. Nous donnons également ici une courbe relevée à 10 kHz. On voit ici l'intervention du limiteur qui est placé après les circuits de préaccentuation, ce qui explique le décalage des courbes.

Nous n'avons pas représenté ici de courbe donnant l'ensemble des opérations, compression et expansion. Cette courbe est parallèle à celle à 45°.

Ces mesures montrent le haut niveau de performances que l'on peut atteindre avec un appareil de petite taille.

Conclusions

Ce matériel d'émission est destiné à des applications professionnelles. La fabrication est d'un niveau de qualité irréprochable, aussi bien pour le choix des composants que pour celui de la qualité du câblage, ou la finition de l'habillage. Les techniques mises en œuvre sont presque classiques. Nous avons tout de même découvert ici un circuit intégré HF capable de traiter des fréquences très hautes.

La petite taille de l'émetteur permettra de l'utiliser chaque fois que l'on aura besoin d'une certaine discrétion.

E.L.

Bloc-notes

Le téléviseur de poche Sony FD 200



Mercredi 27 janvier 1982, Sony Corporation a annoncé le lancement du premier téléviseur de poche, ultra-plat en noir et blanc.

Ce système révolutionnaire, inventé par Sony, utilise un tube cathodique nouveau de 16,5 mm d'épaisseur, appelé le tube FD (Flat Display Tube). Celui-ci permet un écran d'une taille extrêmement réduite de 5 cm environ (2 pouces).

Les dimensions de ce téléviseur de poche sont de : 198 mm de long sur 87 mm de large, sur 33 mm d'épaisseur, pour un poids de 540 grammes environ.

Résultat de quatre années de recherches, le tube FD se différencie d'un tube conventionnel par sa position parallèle à l'écran. Cette position du canon unie au système de déflection du faisceau rend possible la configuration en écran plat.

Une antenne de haute performance est incorporée pour la réception VHF et UHF.

Le téléviseur FD-200 a une autonomie de 2 h 30 d'utilisation continue avec 4 piles alcalines de type AA. Il est également doté d'un commutateur TV/son, qui permet une coupure des images au seul profit du son, l'utilisation étant portée à 12 heures.

Le FD-200 est équipé de prises mini-jack stéréo auxquelles il est possible de brancher soit le casque MDR-E3 (fourni avec l'appareil), soit n'importe quel casque léger du type Walkman.

L'appareil peut fonctionner sur quatre sources d'alimentation :
– sur pile
– sur batterie rechargeable (BP 82)
– sur secteur (AC-129 ; adaptateur secteur fourni)
– sur batterie de voiture (DCC-120 : cordon de batterie voiture en option).

Avec un boîtier BP 25 (en option) chargé de 4 piles de type C, le FD 200 peut fonctionner en continu durant 8 h 50 avec images et son, et jusqu'à 39 heures avec uniquement le son.

Sa consommation est de 1,8 W.

Le FD-200 sera commercialisé à fin février 1982 sur le marché japonais au prix de 54 800 yens (soit 1 500 F environ).

Sa commercialisation sur le marché américain est annoncée pour la fin 1982 ; pour les autres marchés, aucune date n'est communiquée.

UN ENSEMBLE VIDEO portable



Si les magnétoscopes de salon se suivent et se ressemblent tous un peu ; il n'en est pas de même des ensembles vidéo portables puisque, à l'heure où nous écrivons ces lignes, il n'existe que deux familles de magnétoscopes portables. Pourquoi parlons-nous de famille ? Tout simplement parce que, sous des marques différentes, et parfois sous des carrosseries très légèrement modifiées, se retrouve le même appareil de base. Notre banc d'essai d'aujourd'hui va donc porter sur l'une de ces deux familles d'ensembles vidéo portables ; à savoir celle qui regroupe JVC, Thomson, Pathé Marconi, Continental Edison et Brandt. L'ensemble que nous avons longuement essayé se compose d'un magnétoscope portatif, d'un tuner programmateur et d'une caméra couleur, le tout étant au standard VHS. Pour clarifier la situation, sachez que le magnétoscope s'appelle HR 2200 S chez JVC, VK 306 T chez Thomson, VK 306 V chez Pathé Marconi et VK 36 P chez Brandt ; le tuner programmateur TU 22 S, TU 306 T, TU 306 V ou TU 36 P et la caméra GX 88 S, CCE 3 T, CCE 3 V ou CRC 14 (les marques étant dans le même ordre que ci-avant).

Généralités

Contrairement à un magnétoscope de salon, relativement facile à choisir et à mettre en œuvre, un ensemble vidéo portable demande un peu de réflexion, réflexion qui commence au moment de l'achat. En effet, il suffit, théoriquement d'une caméra et d'un magnétoscope portatif pour pouvoir se livrer à la chasse aux images ; malheureusement, le magnétoscope est tellement compact qu'il est impossible d'y loger un chargeur de batteries et une alimentation secteur, alors, une fois les batteries à plat, il faut bien pouvoir les recharger et se passer de celles-ci lorsque l'on a le secteur à proximité. Le magnétoscope portatif doit donc être assorti : soit d'un ensemble baptisé adaptateur secteur qui n'est autre qu'une alimentation stabilisée qui fait aussi office de chargeur de batteries, soit d'un ensemble baptisé tuner programmateur qui, comme son nom ne l'indique pas, fait office d'alimentation secteur, de chargeur de batterie, de programmateur et de tuner.

Cette deuxième solution transforme votre magnétoscope portatif en un très bon magnétoscope de salon avec les mêmes possibilités que les plus performants d'entre eux. Compte tenu de la faible différence de prix entre l'adaptateur secteur et le tuner programmateur, nous avons porté notre choix sur ce dernier ; son test étant, de plus, plus intéressant que celui d'une « vulgaire » alimentation stabilisée.

Prise de contact

Après avoir fixé notre choix sur le modèle Pathé Marconi (les seuls critères retenus ayant été le prix et la disponibilité puisque tous les appareils précités sont rigoureusement identiques à quelques détails d'esthétique près), nous avons entrepris de déballer les trois cartons contenant le tout. L'emballage et la première page de la notice laissaient présager des choses agréables puisqu'une figure de celle-ci montrait même comment séparer les coquilles de polystyrène contenant les différents éléments. Il n'en fut plus tout à fait de même une fois tous les dits éléments extraits de leurs alvéoles et nous avons cru pendant un instant avoir acheté un kit devant le foisonnement de câbles, de pièces diverses et même de vis contenues dans ces cartons.

La caméra est opérationnelle assez rapidement grâce à quelques lignes d'explications en début de sa notice ; par contre, il n'est indiqué nulle part que le petit anneau de caoutchouc est un œilleton à placer sur le viseur pour en améliorer le confort d'utilisation.

Le tuner programmateur, sous réserve de se laisser guider par la notice ne présente pas non plus de difficulté de préparation. Par contre, pour le magnétoscope, on se demande où les personnes qui ont écrit la notice avaient la tête ; en effet, après les indications de déballage qui vous laissent en présence de l'appareil

Un régulateur de puissance à thyristors

Ce montage, représenté dans le schéma, est plus particulièrement prévu pour régler le courant dans les petits radiateurs dits d'appoint, jusqu'à 750 W à peu près. On peut l'utiliser également pour régler la température d'un fer à souder, par exemple.

Le principe de la régulation consiste à modifier la largeur des impulsions de courant alternatif traversant la charge R_L, ce qui s'obtient en agissant sur le temps d'ouverture des thyristors Th_1 et Th_2, commandé par le multivibrateur T_1, T_2. On agit sur le rapport cyclique de ce dernier, réglable par le potentiomètre R_4, de sorte que la puissance dissipée dans le circuit de charge peut être modifiée entre sa valeur maximale et 0,05 de cette valeur.

L'ensemble du montage se loge facilement sur une platine à circuit imprimé de 60 × 75 mm. Quant à l'équipement en semi-conducteurs, on s'inspirera des indications suivantes :

Diodes D_1, D_2 : BA 170, BAV 10, BA 210, BAX 78, etc. ; D_3, D_4, D_5, D_6, D_7 : BY 127, BY 227, 1N 4005, 1N 4001, etc.

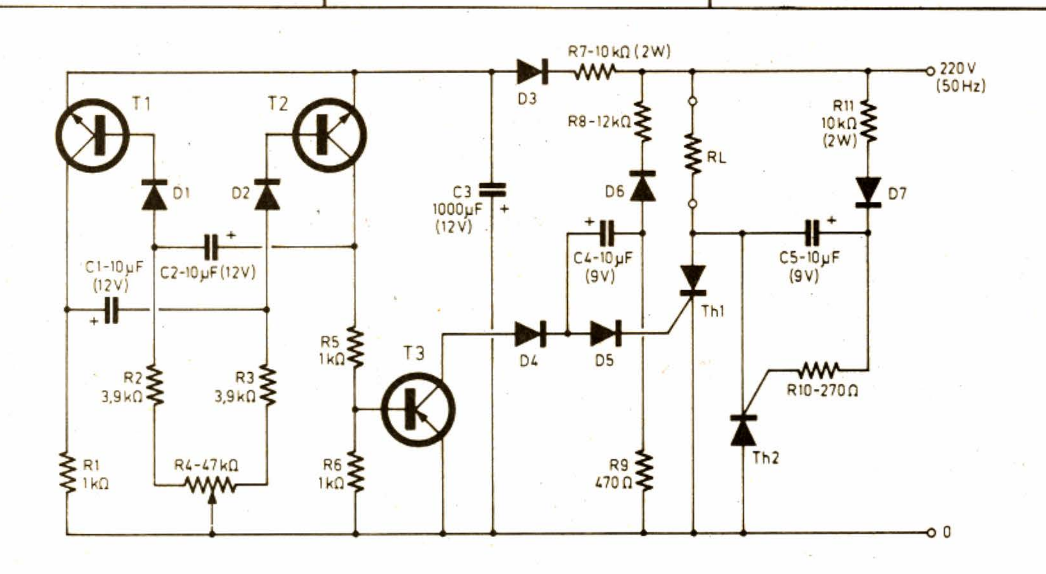
Thyristors : Le type à utiliser dépend du courant maximal que l'on se propose de tirer de l'ensemble. Pour un courant de 5 A maximum, on peut prendre un BT 151/600R, en boîtier TO-220 **(RTC)** ou un BSTC 05 en boîtier TO-66 **(Siemens)**.

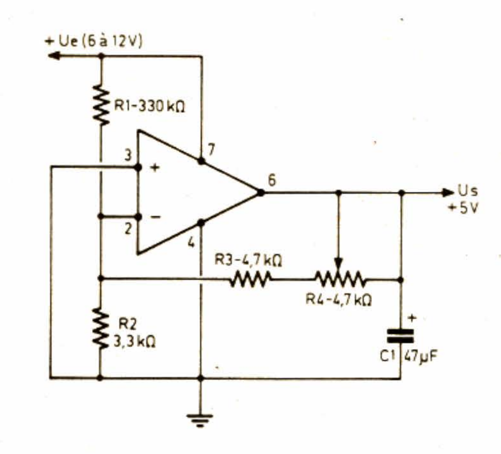
Transistors : T_1 et T_2 : BC547 B, BC107 B, BC237 B, BC330 B, etc. ; T_3 : BC36016, 2N 2905, BFX 30, BFX 12, BCY 70, etc.

Si la puissance demandée par le circuit de charge dépasse 200 W, il est nécessaire de prévoir, pour chaque thyristor, un refroidisseur constitué par une plaque d'aluminium ou de cuivre (noirci) de 20 à 30 cm². Pour vérifier l'efficacité du refroidissement on peut, par exemple, mesurer la température au bord de chaque radiateur, où on doit trouver 65° à 70° maximum.

A noter que le régulateur de ce type ne convient pas pour alimenter un récepteur ou un téléviseur.

« Radio » (U.R.S.S.)
n° 5-1978





Un stabilisateur pour millivoltmètre alimenté par piles

Le stabilisateur représenté sur le schéma et décrit ici convient particulièrement pour être associé à des appareils de mesure transportables alimentés sur batteries : millivoltmètres pour tensions alternatives, générateurs, etc. Ce montage se contente d'un courant d'alimentation très faible, pratiquement négligeable, et fonctionne d'une façon parfaitement stable pour les tensions d'entrée U_e de 6 à 12 V, ce qui correspond à la grande majorité des sources d'alimentation de faible capacité.

Ce stabilisateur utilise un amplificateur opérationnel µA 741, que l'on trouve à peu près partout, pour quelques francs, soit en boîtier DIL8 (µA 741 CV **Signetics**, SN72741 P **Texas**, LM741 CN **National**, etc.), soit en boîtier TO-99, genre TO-5 à 8 sorties.

La particularité du schéma réside dans la présence d'un circuit de compensation complémentaire des variations de la tension d'entrée non stabilisée. Ce circuit comprend le diviseur de tension R_1, R_2 dont la sortie est réunie à l'entrée inverseuse de l'amplificateur. Il en résulte que toute variation de la tension d'alimentation U_e provoque une réaction inverse à la sortie de l'amplificateur. Cette façon d'utiliser la tension de compensation ne fait qu'accentuer l'effet de contre-réaction en tension appliquée également sur l'entrée inverseuse à travers les résistances R_3 et R_4. Par exemple, si la tension d'alimentation ou la résistance de charge diminue, la tension de sortie de contre-réaction et de compensation conduisent à un accroissement de la tension de sortie de l'amplificateur jusqu'à sa valeur nominale.

Ce stabilisateur peut être transformé facilement en un stabilisateur de puissance, en connectant, à la sortie, un amplificateur de puissance.

« Praktiker » (Autriche)
n° 6-1978

UN NOUVEAU RECEPTEUR

DE RADIOCOMMANDE

LE RX9

DEPUIS les premières années de la radiocommande, l'évolution des techniques a été constante et nous sommes, sans nul doute possible, bien loin des ensembles tout ou rien, à super réaction des premiers amateurs.

Les progrès se sont faits sur deux plans :

– D'une part, la recherche d'un système de codage-décodage aussi efficace que possible. Nous sommes ainsi passés (nous... les vrais F 1 000 !) par le monocanal à échappement, les multicanaux à filtres BF ou à lames vibrantes et enfin les ensembles proportionnels.

– D'autre part, la recherche d'un moyen de transmission aussi sûr que possible. Recherche de la fréquence d'émission : 80 MHz, 144 MHz, 72 MHz, puis 27 MHz avec l'apparition des transistors, retour à 72 MHz et récemment 41 MHz. Quelques timides essais en 436 MHz !

Recherche aussi du récepteur IDEAL ! On commença par la super réaction. C'était un excellent montage, très simple et très sensible. Malheureusement il manquait de sélectivité, aussi la prolifération des émissions rendit son utilisation impossible. Le superhétérodyne fut un progrès important. Les premières émissions se faisaient en modulation d'amplitude (AM) et cela dura de nombreuses années, jusqu'au moment où la technologie des circuits intégrés nous permit d'accéder à la modulation de fréquence (FM). Nous sommes fiers d'avoir, à notre modeste niveau d'amateur, largement contribué à la diffusion de ce mode de transmission en RC, maintenant admis et utilisé par tous les fabricants. (cf. description du TF6/76).

C'est dans le but d'essayer de faire un nouveau pas en avant encore, que nous vous proposons un nouveau récepteur : Le RX9 !

– I –

Principe du RX9

Depuis le premier superhet, les récepteurs de radiocommande ont été conçus pour obtenir une sensibilité et une sélectivité satisfaisantes.

Si la première caractéristique est assez facile à obtenir (encore que les récepteurs 72 MHz du commerce soient souvent décevants sur ce point) il n'en est pas de même de la seconde ! Pour être sélectif, le récepteur doit comprendre dans la chaîne d'amplification des filtres de bande à réponse suffisamment étroite pour ne laisser passer que les fréquences utiles en éliminant toutes les autres.

Il y a une dizaine d'années encore, on ne disposait pour cela que des filtres du type LC, c'est-à-dire à bobines accordées. Dans ces conditions, pour avoir une bande passante de quelques kilohertz seulement, il fallait des filtres accordés sur une fréquence relativement basse. Comme la RC n'est qu'un tout petit à-côté de la radio en général, les constructeurs de récepteurs puisèrent dans le matériel grand public : les récepteurs de radiodiffusion PO et GO, les plus répandus, ayant des filtres de bande calés sur 455 kHz, c'est cette fréquence qui s'imposa elle aussi en radiocommande. On arriva ainsi à la structure classique du récepteur RC passe-partout (fig. 1). C'est le changeur de fréquence simple. Le signal reçu F_r à fréquence élevée est mélangé avec une oscillation locale F_o. Le mélange multiplicatif engendre des composantes de battement contenant la somme et la différence des fréquences incidentes. On exploite le battement différence, appelé Fréquence Intermédiaire, FI. On a :

$FI = F_r - F_o = 455$ kHz

(avec $F_o < F_r$). Ainsi pour recevoir 27 145 kHz, l'oscillation locale est de 26 690 kHz. Pour recevoir 72 125 kHz, elle est de 71 670 kHz..., etc.

Tout semble alors parfait, puisque le montage allie sensibilité et sélectivité. Pourtant le superhet conçu de cette manière, a un grave défaut :

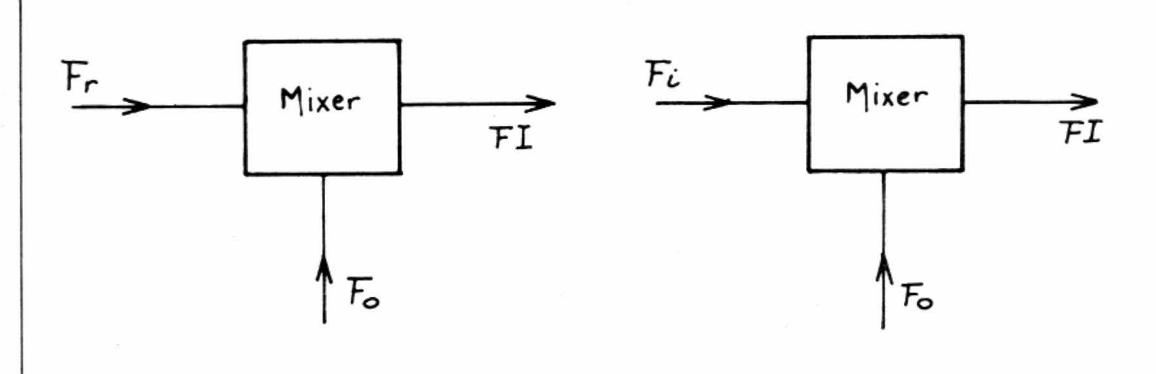


Fig. 1. – Réception normale. FI = $F_r - F_o$.

Fig. 2. – Réception de la fréquence image. FI = $F_o - F_i$.

il reçoit non seulement la fréquence pour laquelle il a été prévu, mais aussi bien, une autre fréquence tout à fait indésirable ! Ainsi dans le cas de la réception du 27 145 MHz, si l'antenne capte une émission sur 26 235 MHz, le mixer fait la différence avec l'oscillation locale et sort du
26 690 – 26 235 = 455 kHZ ! Or, les étages d'entrée du récepteur sont incapables de faire une sélection efficace entre ces deux fréquences trop proches. Résultat : le récepteur les reçoit presque aussi bien l'une que l'autre. La première, que le récepteur devait normalement recevoir est la fréquence nominale, l'autre est appelée **fréquence image** F_i. Voir figure 2 et 3.

On a : $F_i = F_o - 455$
$= F_r - (2 \times 455)$
$= F_r - 910$ kHz.

Cette fréquence est appelée « image » par analogie avec la réflexion dans un miroir : l'image y est symétrique de l'objet, par rapport au miroir. Ici la fréquence image est symétrique de la fréquence nominale, par rapport à la fréquence locale.

Ce phénomène de double réception est des plus fâcheux ! Compte tenu de l'encombrement des fréquences, on peut être sûr que toutes sont occupées et que le défaut mis en évidence est une « épée de Damoclès » permanente.

En 72 MHz, le défaut est encore plus marqué, car l'écart relatif des deux fréquences est d'autant plus faible que les fréquences sont élevées. En 41 MHz, la situation nous semble particulièrement dangereuse. La bande RC va de 41 000 à 41 200 kHz, donc la bande image de 40 090 à 40 290 kHz. Or, vous n'êtes pas sans savoir que de nombreux modélistes ont acheté des ensembles aux normes allemandes et émettent justement entre 40 et 41 MHz !

En somme, toutes les précautions prises pour avoir un récepteur sélectif, c'est-à-dire ne recevant que la fréquence nominale, ressemblent fort à celles du particulier verrouillant soigneusement la porte principale de sa demeure, mais laissant la porte de derrière ouverte !

Eh oui, Messieurs les Modélistes, tous vos récepteurs RC ont ce vilain défaut ! Il est certain que parmi toutes les interférences ayant envoyé vos avions par terre, il en est un certain nombre qui ont été provoquées par la fréquence image.

Il est évident que, dans la recherche du récepteur idéal, il y a certainement... quelque chose à faire !

Tout le mal vient de ce que l'écart entre F_r et F_i est relativement trop faible pour obtenir une réjection suffisante de F_i par les étages d'entrée du récepteur. (Ce n'est pas le cas des récepteurs PO/GO où les fréquences reçues sont beaucoup plus basses qu'en RC : de 150 kHz à 1 500 kHz !).

Or, comme le montre la figure 3, cet écart est égal à deux fois la fréquence intermédiaire. Il suffit donc d'élever cette FI pour augmenter l'écart et améliorer la réjection de F_i. Il est possible dans cet ordre d'idée de passer à l'autre valeur FI normalisée des appareils radio, grand public : le 10,7 MHz ! Avec ce choix, en 27 MHz, la fréquence image passe à :
27 – (2 × 10,7) = 5,6 MHz.
L'écart relatif est énorme, la réjection parfaite. Même en 72 MHz la réjection est excellente puisque la fréquence image descend à :
72 – (2 × 10,7) = 50,6 MHz.
(Voir figure 4.)

Tout semble alors parfait et l'on se demande pourquoi on a été assez stupide pour choisir le 455 kHz ! Mais c'est oublier dans ce cas, le problème de la sélectivité ! Celle-ci est en effet, dans une première approche, directement liée à la valeur de la FI : elle est de l'ordre de 1/50 de FI, dans le cas des filtres de bande LC. Avec 455 kHz, nous avons une bande passante de 455 : 50 = 10 kHz environ, ce qui est très satisfaisant, mais avec 10,7 MHz nous aurons 10 700 : 50 = 200 kHz environ, ce qui ne l'est plus du tout ! (Par contre, cela convient très bien pour les récepteurs FM grand public, fonctionnant avec un swing de 75 kHz).

C'est pourtant bien dans cette voie qu'il faut aller pour éliminer la fréquence image. Comment retrouver la sélectivité perdue ? Deux solutions s'offrent à nous :

La meilleure consiste à utiliser un filtre de bande 10,7 MHz, beaucoup plus sélectif que les filtres LC. De tels filtres existent et sont même courants dans les récepteurs VHF et UHF des radio-amateurs et des professionnels : Ce sont les filtres à quartz. Ces composants sont malheureusement un peu chers et ont des dimensions relativement importantes. On trouve cependant des modèles mesurant 20 × 15 × 12 mm ce qui est encore admissible. Ces filtres seraient parfaitement utilisables et permettraient sans grande difficulté des canaux à 20, voire 10 kHz d'intervalle. Un écueil pourtant du côté du démodulateur FM. Le swing de la FM/RC est de 5 kHz au maximum, ce qui correspond à 1 % de 455 kHz, mais seulement 0,05 % de 10,7 MHz. Résultat : avec les démodulateurs classiques à bobine de quadrature, la tension BF restituée qui est de l'ordre de 500 mVcc, dans le premier cas, tombe à 25 mVcc dans le second. Cette faible tension est peu exploitable. Il faut recourir à d'autres techniques plus délicates de démodulation. Nous en reparlerons certainement dans les mois à venir. Notons que cette technologie n'a jamais été utilisée en RC ! C'est pourtant la solution de l'avenir, nous en sommes persuadés.

Une autre solution, celle de notre RX9, est le double changement de fréquence. Voir figure 5. C'est la solution utilisée dans tous les récepteurs CB ou de classe VHF professionnelle. Un premier mixer sort le 10,7 MHz, lequel est alors converti en 455 kHz par un second mixer. Cette méthode plus complexe permet de concilier la réjection de la fréquence image avec la sélectivité. Notons qu'une seule tentative dans ce sens a été faite par une firme commerciale : il s'agit du récepteur LUNA R6 de ROBBE. Nous avons étu-

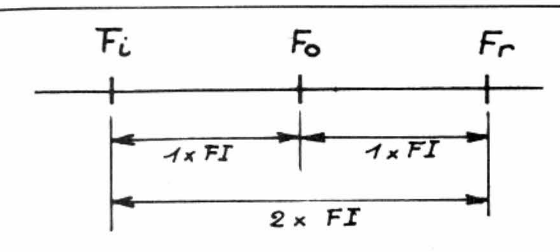


Fig. 3. – L'écart entre la fréquence nominale Fr et la fréquence image Fi est égal à deux fois la fréquence intermédiaire F.I.

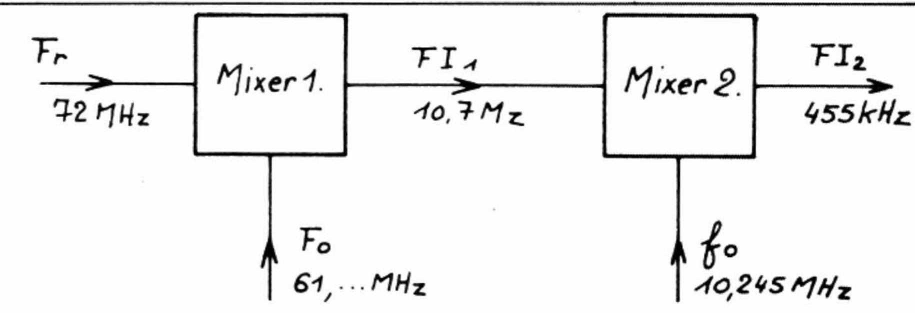


Fig. 5. – Le double changement de fréquence du RX9.

dié ce récepteur dans les colonnes de la revue Modèle-Magazine, en octobre 1976. Cette réalisation n'eut pas de lendemain, sans doute parce que... trop coûteuse pour le fabricant ! En effet le principe de ces derniers semble être de plus en plus une réduction systématique du nombre de composants, avec maintien des prix ! Rappelons que le LUNA R6 n'était qu'un récepteur 27 MHz AM.

Nous avons le plaisir de vous présenter aujourd'hui, notre dernier né : le RX9. C'est un double changeur de fréquence, à modulation de fréquence, aussi sensible que notre célèbre RX7, très sélectif grace à l'emploi d'un filtre céramique, très facile à construire (plus simple que le RX7) de plus faible encombrement, (nous avons choisi les dimensions du MINITEF !) et qui fonctionne aussi bien en 72 qu'en 41 MHz. Bien sûr, il réjecte totalement la fréquence image. Pour vous en convaincre, nous donnons les photos d'oscillogrammes montrant les réponses en fréquence d'une part, d'un récepteur 41 MHz ordinaire et d'autre part du RX9. Dans le premier cas, on constate la réception « parfaite » de la fréquence image et dans l'autre cas son absence totale ! Ces oscillogrammes ont été relevés au vobulateur Métrix.

TABLEAU 2.

Filtres MURATA CFW 455	G	H	HT	I	IT
Bande à – 6 dB (kHz)	9	6	6	4	4
Bande à – 50 dB (kHz)	20	18	18	15	15
Réponses parasites (dB)	35	35	60	35	55
Perte d'insertion (dB)	6	6	6	7	7
Impédances E/S (kΩ)	2	2	2	2	2

TABLEAU 1.

Filtres TOKO CFM2	455 C	455 B	455 A	455 Z	
Fréquence centrale	455 ± 2	455 ± 2	455 ± 2	455 ± 2	kHz
Bande à – 6 dB	8	6	4	4 ± 1	kHz
Sélectivité à 9 kHz	12	16	18	24	dB
Ondulation dans la bande	2	2	2	2	dB
Perte d'insertion	6	6	6	6	dB
Sélectivité hors bande	30	30	30	30	dB
Impédance de l'entrée	2	1,5	1	1	kΩ
Impédance de la sortie	2	2	1,5	1,5	kΩ

Il serait cependant malhonnête de cacher les défauts du double changeur de fréquence. Il s'agit des réponses parasites. En effet, il existe de nombreuses combinaisons mathématiques permettant d'obtenir la valeur de la FI, en mettant par exemple, à contribution les harmoniques de toutes les fréquences en présence. Cela est déjà vrai avec un simple changeur, mais l'est encore bien plus avec un double ! Il y a donc un risque potentiel d'intermodulation. Cela ne remet cependant pas en cause les considérables avantages de la solution.

Notre rôle d'amateur est d'essayer d'améliorer la technologie, ceci dans le but d'accroître la sécurité des liaisons RC ! Le RX9 nous permet un pas en avant ! Sera-t-il le dernier récepteur, le point culminant ? Certainement pas ! Nous espérons bien faire mieux encore. Mais cette étape intermédiaire est nécessaire. Nous comptons beaucoup sur vous pour nous aider dans cette recherche. Vos remarques, critiques.

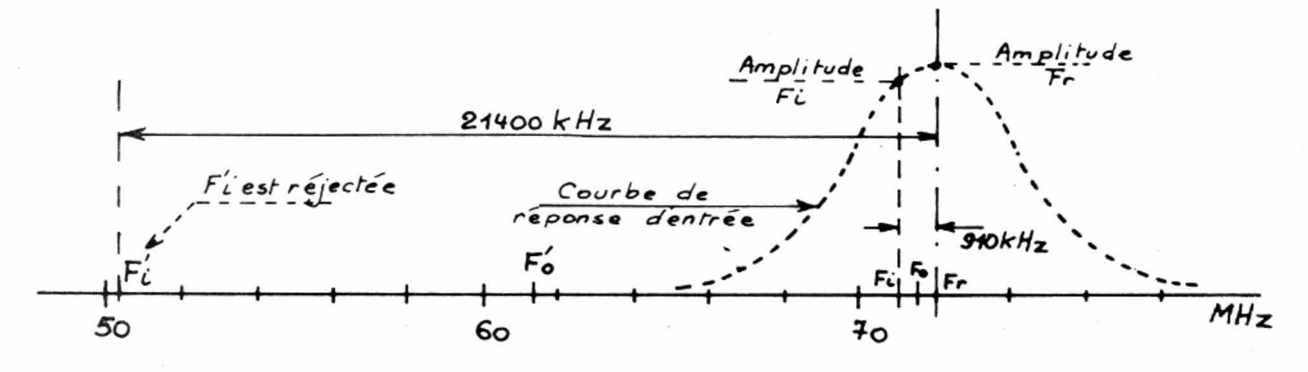


Fig. 4. – Avec une F.I. de 455 kHz, la fréquence image est à peine atténuée. Avec une F.I. de 10,7 MHz, la fréquence image est fortement réjectée.

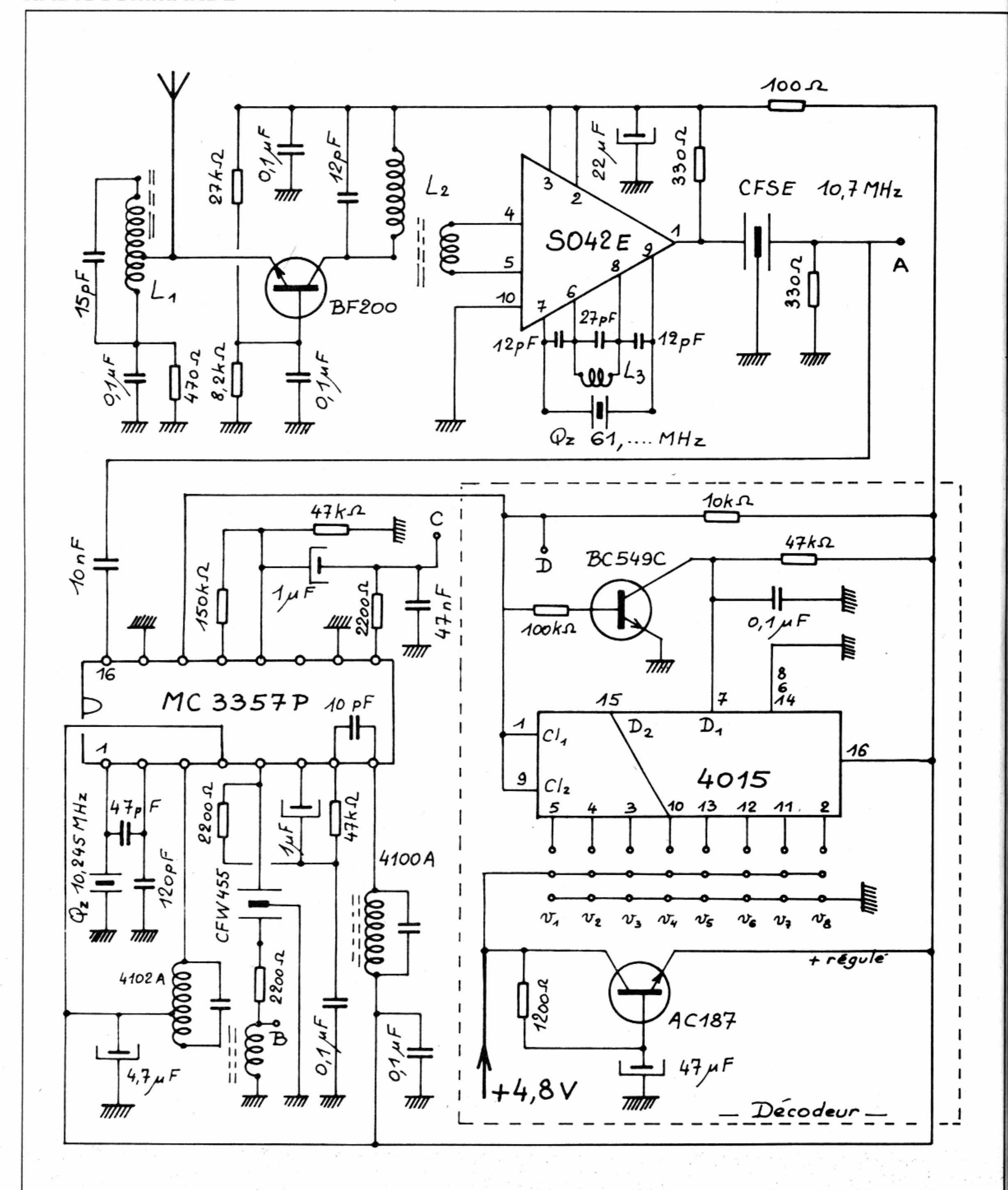


Fig. 6. – Schéma du RX9/72.

conseils nous permettront d'avancer encore et ainsi obliger les fabricants à faire de même ! Franchissons donc cette nouvelle étape en entrant dans le vif du sujet.

– II –

Le schéma du RX9

Un double changeur de fréquence est normalement complexe. Cependant les circuits intégrés nous permettent d'aboutir à une réalisation apparemment simple. Voir figure 6. Le schéma est pratiquement identique dans les versions 72 et 41 MHz. Nous n'avons pas estimé utile de prévoir un modèle 27 MHz, compte tenu de ce que vous savez !

Le signal capté par l'antenne est préamplifié par un étage à transistor en base commune. Cet étage accordé sur la fréquence reçue contribue pour une bonne part à l'excellente sensibilité du RX9. Nous avons eu plaisir à constater dernièrement, que certaine maison française spécialiste de kit RC, avait inclus dans son dernier récepteur cet étage, visiblement inspiré par notre RX7 ! C'est tout dire !

Les deux enroulements accordés L_1 et L_2 donnent une sélectivité très largement suffisante pour réjecter complètement la fréquence image située à plus de 20 MHz en dessous. Le signal amplifié subit un premier changement de fréquence dans un S042E. Ce mixer équilibré, fonctionnant jusque 200 MHz, offre l'avantage d'un schéma ultra simple, allié à une réjection satisfaisante des produits parasites de conversion. L'oscillateur local associé est monté avec un quartz 61 MHz, partiel 3. La bobine L_3 favorise l'oscillation sur la fréquence du quartz. Les battements différence 10,7 MHz sont filtrés par une cellule céramique très courante et bon marché, type CFSH M3S de TOKO. Le tableau suivant nous en donne les caractéristiques :

– Impédances entrée/sortie : 330 Ω
– Bande passante à – 6 dB : 180 ± 30 kHz
– Perte d'insertion : 6 à 7 dB
– Réponses parasites : mieux que 40 dB
– Température de fonctionnement : – 20 °C à + 80 °C
– Coefficient de température : ± 50 ppm°C

Les très faibles dimensions sont parfaites pour la RC. On remarque la charge ohmique de sortie du S042E réduisant le niveau, ce qui améliore la tenue à l'intermodulation du second mixer.

Le 10,7 MHz résultant du premier mixer est alors envoyé dans un circuit intégré spécialisé : Le MC3357P de Motorola. Ce circuit développé pour la CB, permet de prendre une sorte de revanche sur ces empêcheurs de voler en rond ! Coup de chance, le MC3357P fonctionne de 4 à 8 V et il descend même plus bas que 4 V ! Avec « seulement » 60 semi-conducteurs, il contient : un mixer équilibré et son oscillateur associé, un ampli FI à limitation d'amplitude, un démodulateur FM à quadrature, un ampli de sortie BF. De plus on dispose de deux autres amplis séparés permettant un traitement du signal détecté. Cela simplifiera la conception du décodeur. La figure 7 donne le schéma détaillé du MC3357P. C'est en somme, un S042, un S041 et deux amplis OP réunis dans le même boîtier DIL 16 broches. Une vraie bénédiction ! Mais revenons au schéma du RX9.

Le 10,7 MHz pénètre donc dans le second mixer, par la broche 16. L'oscillateur à

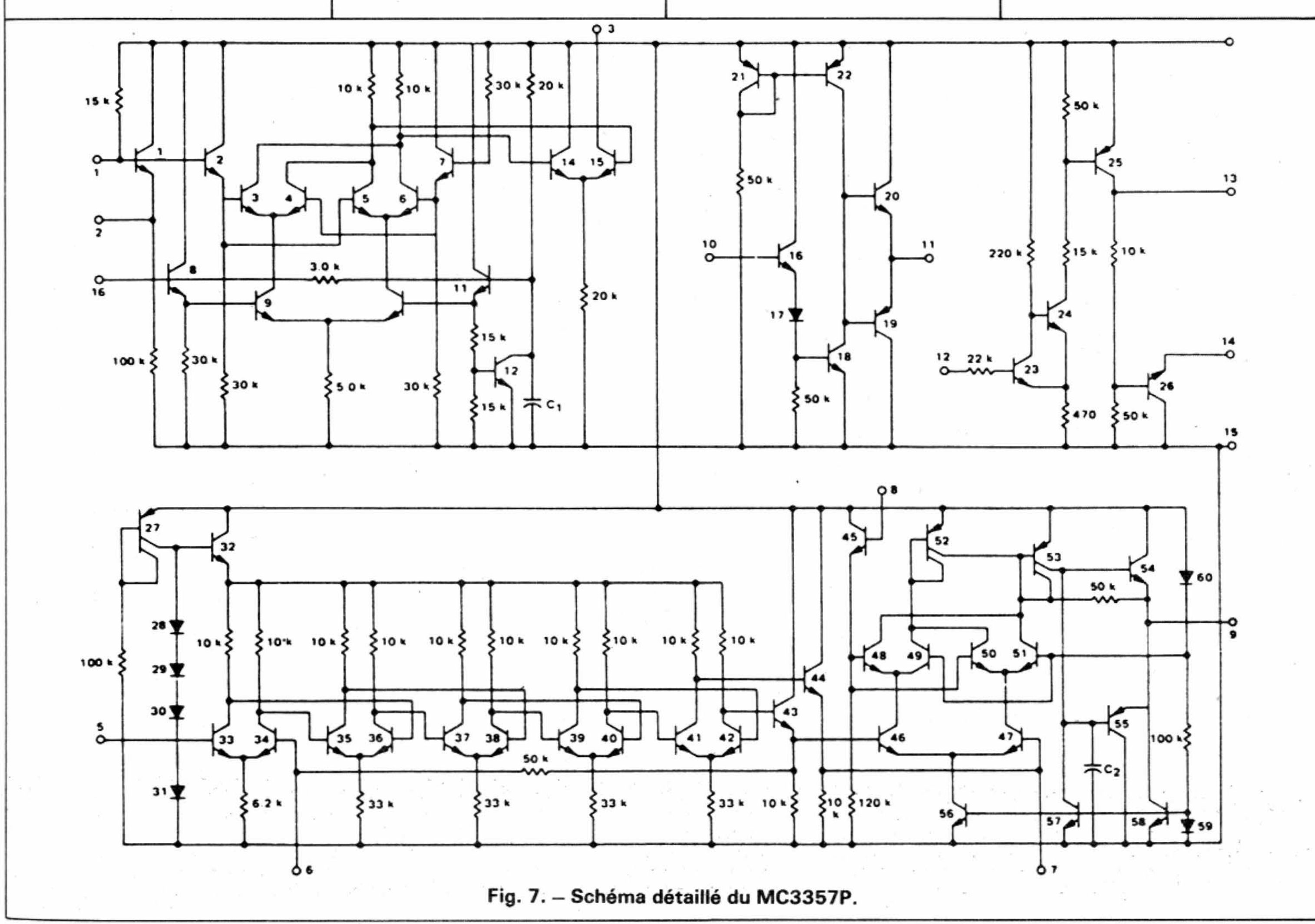


Fig. 7. – Schéma détaillé du MC3357P.

quartz en fondamentale donne du 10 245 kHz. Le battement différence 455 kHz sort par le picot 3, la sortie étant chargée par un transfo FI accordé sur cette fréquence. A ce premier filtrage sommaire s'ajoute celui, beaucoup plus sévère donné par le passage à travers un filtre céramique 455 kHz, à bande étroite. Le 455 kHz parvient alors à l'entrée 5 de l'ampli saturé de limitation.

Nous avons prévu l'utilisation de deux types de filtres céramiques :

– Soit le très bon marché CFM2 de TOKO.

– Soit le plus performant CFW455 de MURATA.

Les tableaux 1 et 2 donnent les caractéristiques de ces filtres. Notons que le CFM2 existe en 6 variantes (de E à Z, dans l'ordre de la qualité croissante) tandis que le CFW455 existe dans les mêmes conditions en 10 variantes, classées de B à IT. Nous ne donnons que celles susceptibles de nous intéresser.

Compte tenu de ses caractéristiques plus serrées, nous recommandons de choisir le modèle CFM2 455 Z permettant sans peine une répartition des canaux à 10 kHz. Seul reproche : l'atténuation hors bande de 30 dB est un peu faible.

Nous avons retenu le type CFW455HT donnant une bande passante très étroite, mais fournissant de plus une réjection hors bande de 60 dB, contre 35 pour les autres, finalement guère meilleurs que le simple CFM2. La plage de fonctionnement va de – 20 à + 80 °C. La perte d'insertion est faible. Notons que les filtres céramiques les plus performants fabriqués par MURATA et beaucoup plus chers donnent une réjection de 80 dB dans le meilleur des cas.

En définitive, il y a assez peu de différence entre les deux types de filtres. C'est pourquoi nous vous donnons plus loin deux dessins de CI permettant de monter aussi bien l'un que l'autre. Les amateurs exigeants ou volant sur des terrains très fréquentés ont cependant avantage à choisir le CFW455HT. La différence de prix n'est pas très importante.

Après le filtrage énergique imposé par le filtre céramique, le 455 kHz est amplifié jusqu'à saturation et limitation par le 3357P. Il suffit de 5 μV à l'entrée 16 pour saturer l'ampli interne. Le 455 kHz ainsi écrêté est maintenant envoyé vers le démodulateur FM. Bien que ce démodulateur soit du type asymétrique, nous avons été surpris par son excellent fonctionnement. La tension BF fournie atteint sans peine 1 Vcc, pour un swing de 3 kHz environ. La cellule 2 200 Ω/47 nF élimine les résidus FI.

Le signal BF est enfin appliqué sur l'entrée 12 de l'un des deux amplis internes. Les résistances 150 kΩ et 47 kΩ fixent le point de fonctionnement. Les valeurs sont compatibles avec des impulsions de sens positif, au point C. La sortie de l'ampli (transistor 26 de la figure 7) étant à collecteur ouvert, une charge externe de 10 kΩ est nécessaire. Elle se trouve dans le décodeur. Les signaux disponibles en D sont rectangulaires, écrêtés au niveau de l'alimentation. De polarité positive, ils conviennent parfaitement pour attaquer les entrées Clock du registre à décalage 4015, utilisé pour le décodage.

Certains amateurs pourront s'étonner de ne pas nous voir choisir le fameux NE5045 comme le font presque tous les fabricants RC. Nous avons pour cela deux bonnes raisons :

La première est la plus importante : Le NE 5045 est conçu de telle manière qu'il est sensible au bruit du démodulateur FM, lorsque l'émetteur est arrêté. Dans ce cas, on le sait, le démodulateur donne un souffle violent et il déclenche anarchiquement les sorties de voies, ce qui fait frétiller éperdument tous les servos ! Par ailleurs, les voies ne se maintenant pas au 0, en l'absence d'émission, il est impossible d'utiliser les systèmes de sécurité, dans le genre du CONTROGAZ. Ce défaut du 5045 est, à notre humble avis, très fâcheux. Le concepteur aurait pu faire mieux ! Le décodeur à 4015 ne présente pas ce vilain défaut !

La seconde est moins évidente. Le NE5045 ne sort que 7 voies ! C'est en principe parfait puisque le codeur BE5044 associé n'en fabrique pas plus et que notre TF7S ne fait pas mieux ! Oui, mais... ! Avec 8 voies décodées, nous sortons sur la huitième, non pas une voie supplémentaire qui n'existe pas, mais l'impulsion de synchro. Or, cette impulsion de synchro est particulièrement utile : nous l'utiliserons pour un système de sécurité de BROUILLAGE à décrire prochainement, pour une BOITE NOIRE dont nous avons aussi le projet. Les récepteurs à NE5045 ne pourront pas s'adapter à ces systèmes.

Ainsi donc, nous avons choisi le 4015 ! Le signal $Data_1$ devant avoir la phase contraire de Clock, le BC549C est nécessaire, associé à la cellule 47 kΩ/0,1 μF donnant la temporisation classique de ce type de circuit. Les deux registres 4 bits sont connectés en série par la liaison $v_4/Data_2$. Les huit sorties Q donnent les huit voies prévues. Ces voies sont disponibles sur un connecteur SLM, nouvelles normes, à meilleurs contacts que les précédents qui étaient déjà fort bons. La huitième voie, rarement utilisée, est sortie sur le connecteur réservé normalement à l'alimentation.

Nous avons prévu la cellule de filtrage électronique habituelle. Le transistor au germanium permet une chute de tension aussi faible que possible.

En conclusion, vous le constatez, le RX9... mais c'est très simple !



Photo A. – Le RX9 terminé. Faibles dimensions et performances exceptionnelles en font un récepteur que vous vous devez de monter !

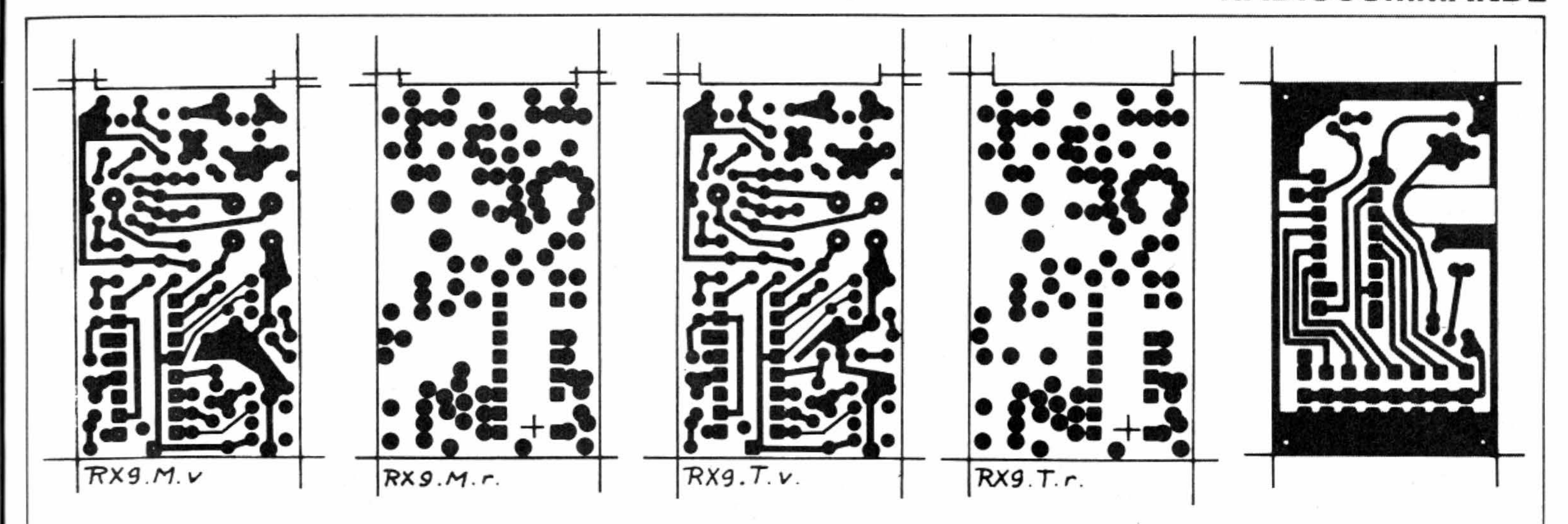


Fig. 8. – Circuit imprimé du RX9 avec filtre MURATA CFW.

Fig. 8 bis – Plan de masse du RX9 M.

Fig. 9. – Circuit imprimé du RX9 avec filtre TOKO CFM2.

Fig. 9 bis – Plan de masse du RX9 T.

Fig. 10. – Circuit imprimé du décodeur RX9.

– III –

Réalisation du RX9

Elle est encore plus simple !

1. Les circuits imprimés

En époxy double face, avec plan de masse, pour le récepteur proprement dit. Simple face pour le décodeur. Nous avons encore retenu le principe des deux plaquettes superposées d'abord parce que cela conduit à des circuits bien plus aérés, puis parce que ce choix donne des dimensions plus compactes. Le RX9 a exactement les mêmes dimensions que le MINITEF. Il se présente donc sous la forme d'un bloc mesurant 53 × 32 × 27 mm hors tout. Un tel bloc se loge parfaitement dans les cellules les plus exiguës. A l'exclusion

Fig. 11. – Pose des composants et liaisons du RX9/72. Version filtre MURATA CFW.

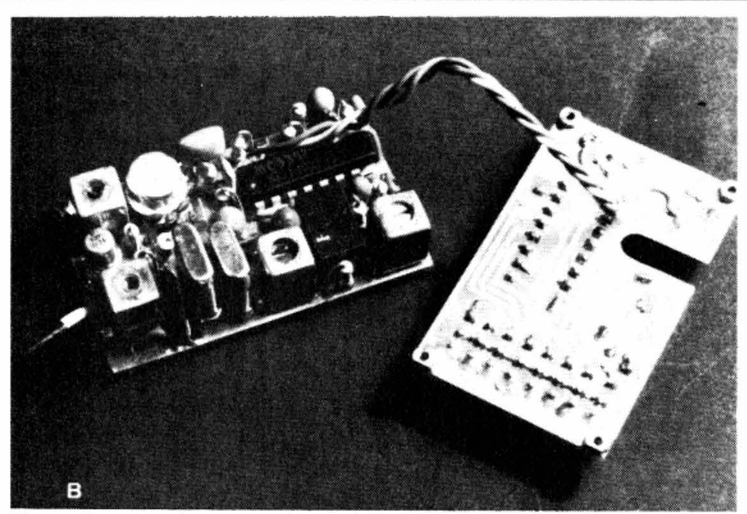


Photo B. – Le récepteur du côté des composants et le décodeur du côté cuivre.

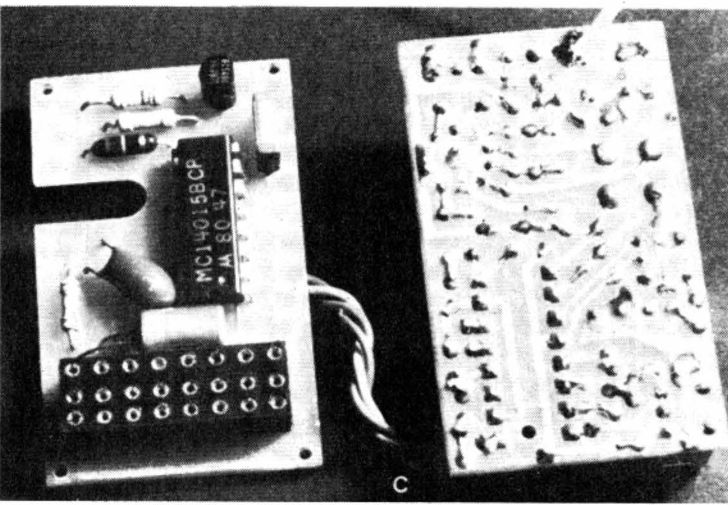


Photo C. – Le décodeur brille par sa simplicité.

des « cacahuètes » évidemment ! Le décodeur peut enfin être rendu déconnectable et ainsi servir de base à plusieurs récepteurs, par exemple un modèle 72 MHz et un autre 41 MHz ! Nous avons pris la peine de dessiner les 2 types de CI s'adaptant soit au filtre CFM2, soit au CFW455HT. Voir figure 8 et 9. Les figures 8 bis et 9 bis associées, donnent les plans de masse correspondants.

Compte tenu de la grande réserve de sensibilité du RX9, nous avons prévu la possibilité de supprimer le BF200

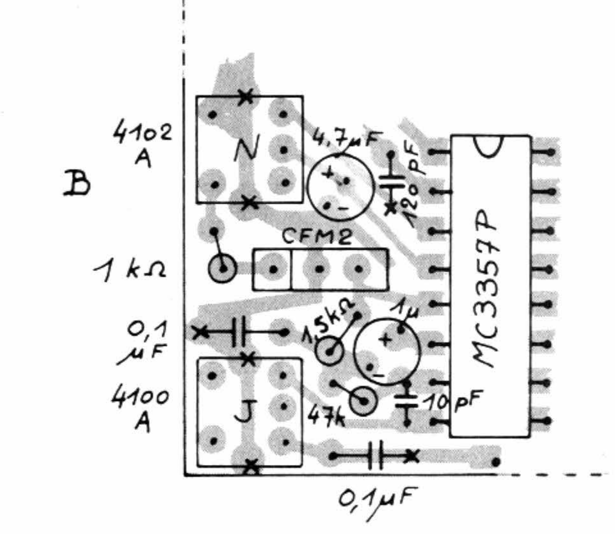


Fig. 12. – Variable du RX9, avec filtre TOKO CFM2.

d'entrée. Voir figure 14. Associé à un émetteur puissant, il doit être possible, ainsi, de réduire les risques de perturbations diverses : parasites, brouillages ou intermodulation. La solution mérite d'être essayée. Le CI du décodeur présente une découpe permettant le montage du quartz 61 MHz, sur un support.

Les CI seront de préférence tirés par méthode photographique, pour une reproduction précise. On peut aussi les acheter tout faits, chez Selectronic. Ne pas négliger l'étamage après gravure, surtout pour le plan de masse. Les perçages sont à 8/10 en général, 10/10 pour le bloc de connecteurs et les pattes de masse des FI, à 15/10 pour les trous de fixation.

2. Le boîtier

Le faire tout de suite. Voir figure 13. Le montage final n'en sera que plus facile. Notons que ce boîtier est disponible commercialement. Le fond se fait en alu de 10/10 et le couvercle en 8/10 de solidité bien suffisante. Notez les deux encoches ménagées dans le fond et permettant l'accrochage du CI récepteur. Ce CI doit se placer à 1,5 mm de la tôle d'alu. Toutes les soudures auront donc une épaisseur maximum de 1 mm, laissant la possibi-

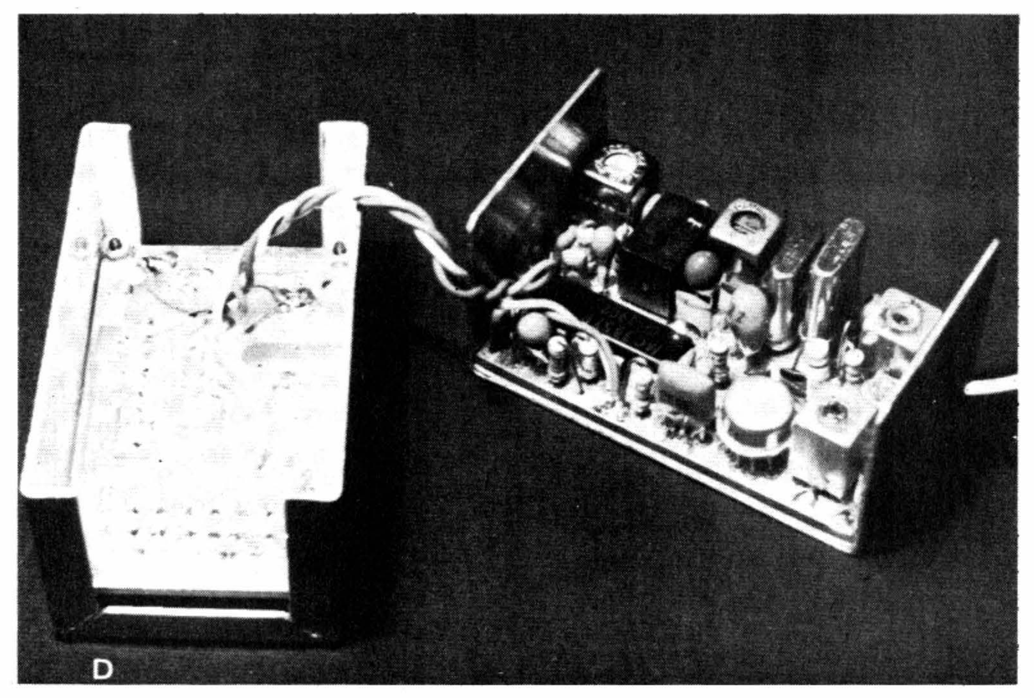


Photo D. – Les deux platines sont installées dans le boîtier.

lité de la pose d'un isolant de 5/10.

Percer les trous de fixation avec les CI, pris comme gabarit. Il faut 1 trou pour le récepteur et 4 pour le décodeur. Ce dernier se place dans le couvercle de telle manière que le bloc de connecteur vienne dans la découpe et affleure exactement la surface extérieure. Des entretoises taillées dans du tube d'alu de modéliste maintiennent l'écartement. Les écrous de fixation doivent être soudés sur les platines.

Les circuits étant fin prêts, le boîtier terminé, on peut passer à la pose des composants.

Nous en donnons la liste ci-après.

3. Liste des composants

1 BF200
1 S042E
1 MC3357P
1 4015
1 BC549C
1 AC187

Résistances 5 % 1/4 W
1 100 Ω
2 330 Ω
1 470 Ω
1 1 200 Ω
3 2 200 Ω (voir NB)
1 8 200 Ω
1 10 kΩ
1 27 kΩ
3 47 kΩ
1 100 kΩ
1 150 kΩ

Condensateurs
5 0,1 µF cér/mc/bleus
1 47 nF cér/mc/bleus
1 10 nF Plaq. cér. RTC
1 0,1 µF MKH taille basse
1 12 pF cér pas de 5
1 15 pF cér pas de 5
1 27 pF cér pas de 5
1 47 pF cér pas de 5
1 120 pF cér pas de 5
1 10 pF cér pas de 2,5
2 12 pF cér pas de 2,5
2 1 µF perle tantale 35 V
1 4,7 µF perle tantale 35 V
1 22 µF perle tantale 10 V
1 47 µF perle tantale 6 V

NB. Dans le cas de l'emploi du CFM2/455Z remplacer 3 × 2 200 Ω par 1 1 000 Ω 1 1 500 Ω et 1 2 200 Ω

L_1 et L_2 : bobine sur NEOSID

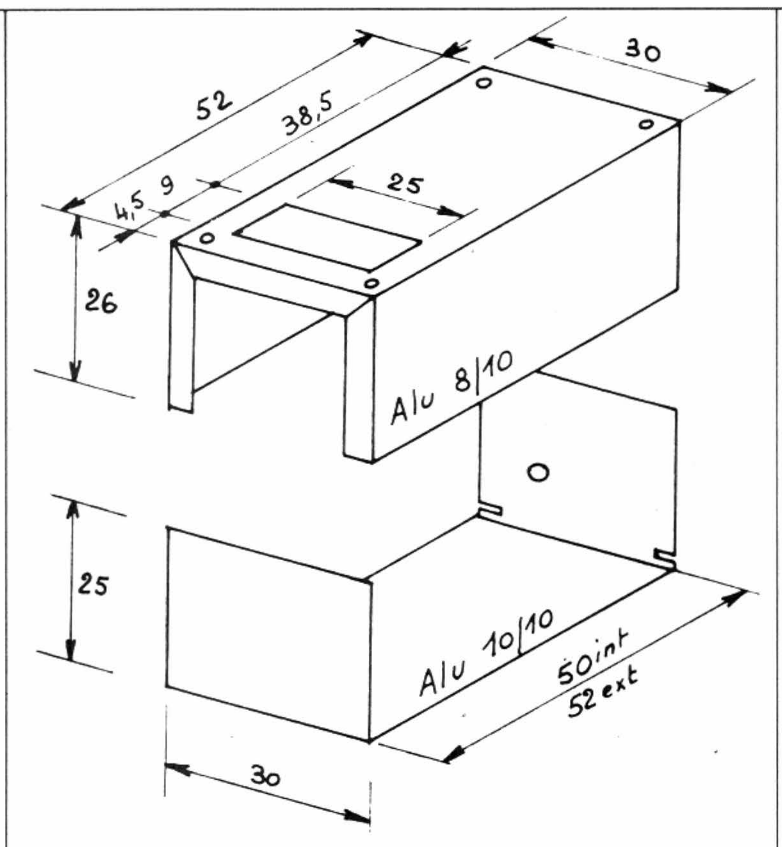


Fig. 13. – Boîtier du RX9. Toutes les cotes sont intérieures.

7 V 1 K, à commander à l'auteur en joignant une enveloppe timbrée et adressée.
L_3 : inductance surmoulée subminiature de 0,47 µH
Transfos FI TOKO 7 × 7, un 4100A et un 4102A
1 filtre céramique CFSH M3S 10,7 MHz de TOKO
1 filtre céramique 455 kHz soit CFM2 455Z (faible prix) TOKO, soit CFW455HT (conseillé) MURATA
1 bloc de connecteurs 8 voies. Type SLM, nouveau modèle
1 quartz 61,... MHz, partiel 3, cristal CR81/U, boîtier HC25/U. Fréquence selon émission : F = Fréquence nominale de l'émetteur – 10 700 kHz. (Exemple : Emission sur 72 160 ± 1,5 kHz. Quartz : 72 160 – 10 700 = 61 460 kHz). Ne choisir que des fréquences au pas de 10 kHz entre 61 300 et 61 800 kHz.
1 quartz 10 245 kHz en fondamentale, cristal CR78/U (parallèle 30 pF) boîtier HC18/U ou HC25/U.
1 support pour le quartz 61 MHz
2 circuits imprimés (pour mémoire)
1 boîtier (pour mémoire)
5 vis à métaux de 1,5 mm, tête fraisée
5 écrous de 1,5 mm
Fils souples pour antenne (1 m) et pour liaisons (3 fois 10 cm).

N.B. Tous ces composants sont distribués par SELECTRONIC, 11, rue de la Clef, 59800 à Lille. Y compris les pièces spéciales, circuits imprimés et boîtier.

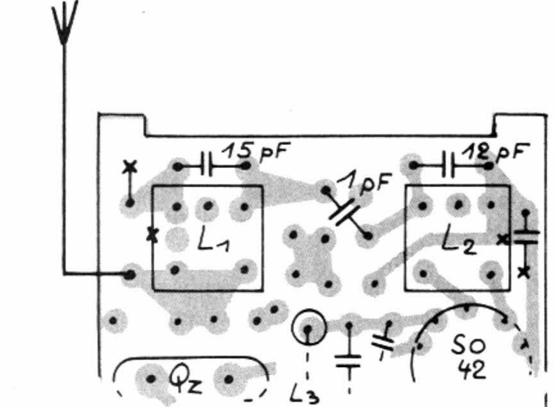


Fig. 14. – La suppression du préampli diminue la sensibilité mais aussi le risque de transmodulation. A essayer !

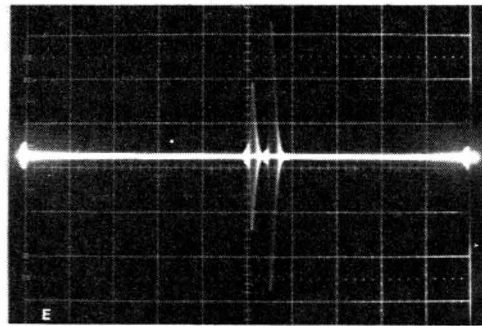
4. Câblage

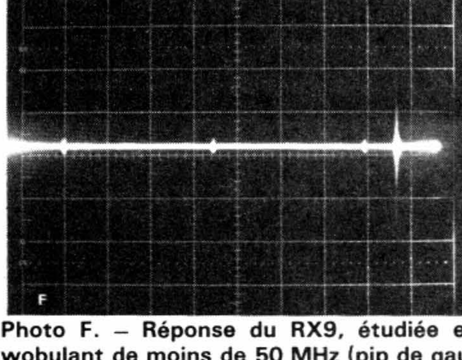
La figure 11 donne toutes indications concernant la mise en place des composants.

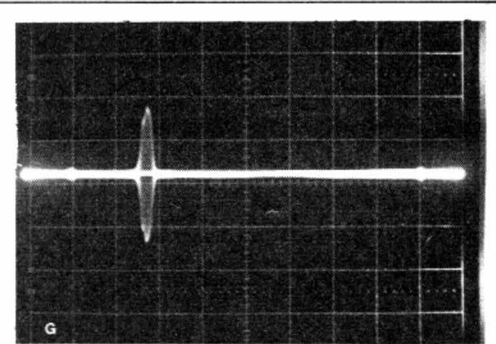
a) Le récepteur. Bien vérifier d'abord le CI et tout particulièrement le dégagement correct des trous du plan de masse, dans le cas des connexions isolées. Commencer par la pose des bobines HF et FI. Pour L_1 et L_2 supprimer une des deux pattes de masse du blindage. Souder l'autre, repliée, sur le plan de masse, à l'emplacement coché (X). Les deux transfos FI gardent leurs pattes de masse, à souder toutes quatre, recto et verso. Souder, si ce n'est pas fait, l'écrou de fixation.

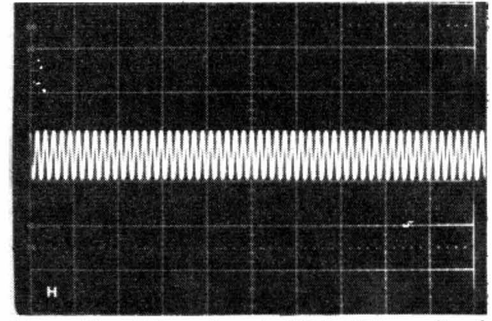
Placer alors tous les composants ayant un pôle soudé sur le plan de masse. Certaines de ces liaisons ne traversent pas la plaquette et ne sont alors soudées qu'au recto, d'autres traversent et doivent être soudées recto ET verso. Le plus souvent, dans ce cas, elles assurent un renvoi de masse. Ne pas oublier le pont recto verso sous le SO42E. On constatera que certains retours de masse ne sont pas cochés sur la figure 11. C'est simplement parce qu'il est inutile de les souder au recto. Ils sont simplement soudés au verso.

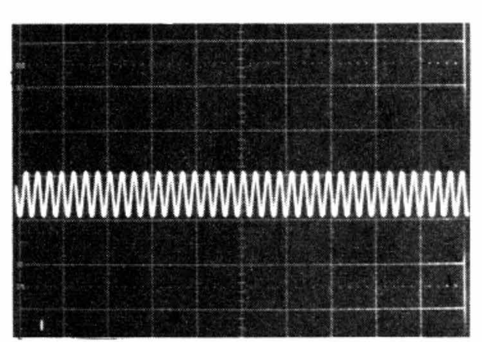
Placer après cela tous les autres composants. Enfoncer modérément le MC3357P. N'oubliez pas que vous avez droit à une épaisseur maximum des soudures de 1 mm. Il est donc conseillé de faire

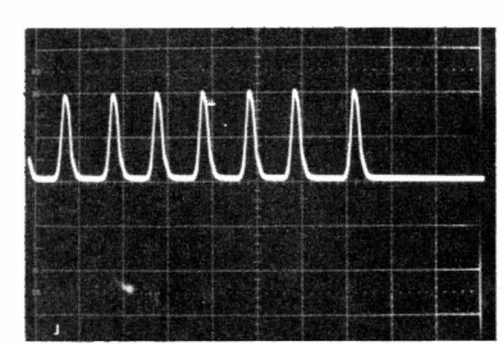

Photo E. – Réponse d'un simple changeur de fréquence 41 MHz. A droite la réponse normale sur 41 MHz et à côté la réponse parasite, dite image, sur 40,9 MHz. Remarquer les pips de marquage 30 MHz tout à fait à gauche, 40 MHz exactement au centre et 50 MHz au bout, à droite.

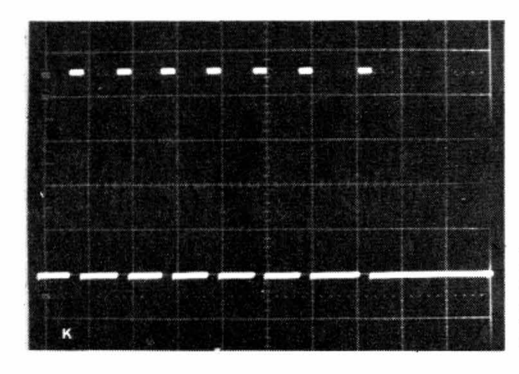

Photo F. – Réponse du RX9, étudiée en wobulant de moins de 50 MHz (pip de gauche) à plus de 70 MHz (troisième pip). Aucune trace de fréquence image. Signal prélevé en B (455 kHz).


Photo G. – Autre courbe de réponse du RX9 en prélevant le signal en A, ce qui donne la courbe du filtre 10,7 MHz. Wobulation de moins de 70 MHz à plus de 80 MHz.


Photo H. – Réception du 10,7 MHz, prélevé au point A. Emetteur à 1,5 mètre chargé par une ampoule de 12 V 0,1 A. Vertical : 20 mV/div. Horizontal : 0,5 µs/div.


Photo I. – Réception du 455 kHz, prélevé au point B. Mêmes conditions qu'en H. Vertical : 1 V/div. Horizontal : 10 µs/div.


Photo J. – Le signal sortant du démodulateur FM, prélevé au point C. Vertical : 0,5 V/div. On obtient donc 1 Vcc pour un swing de 3 kHz environ.


Photo K. – Signal de sortie du récepteur envoyé vers le décodeur. Prélèvement au point D. Noter les montées très rapides, puisque invisibles. Vertical : 1 V/div.

des soudures plates, de sécurité, en repliant les fils sur le cuivre. On sait que cela est interdit pour les transfos HF et FI. Le filtre CFSH se soude avec les inscriptions vers l'extérieur de la plaquette. L'encoche du dessus du CFM2 correspond à l'entrée du filtre.

Tout soudé, procéder à un limage ou ponçage des soudures. Brosser la limaille puis nettoyer à l'acétone. Le CI doit être parfaitement propre. Un examen à la loupe permet enfin de détecter une mauvaise soudure par son allure douteuse.

b) Le décodeur. Placer en premier le bloc des connecteurs. Souder tous les composants passifs. Mettre en place les deux transistors. Disposer les deux straps inférieurs. Placer enfin le 4015, en même temps que le strap reliant les picots 6 et 14. Attention, aucun composant ne doit dépasser la hauteur du bloc de connecteurs moins 1 mm. Choisir en particulier un 0,1 µF MKH de faible hauteur. Relier les deux platines par trois fils torsadés en câble de 7 à 8 cm. Souder le fil d'antenne de 1 mètre de long. Veiller pour ces fils, à ne pas avoir de brin indiscipliné venant en contact fâcheux avec le plan de masse.

5. Mise en service

Alimenter par la classique batterie 4,8 V, 500 mAh. Le débit se fixe à 5 mA environ, sans émission.

Nous supposons que vous êtes en possession de l'émetteur convenable, bien calé sur la fréquence, avec un swing bien réglé. Voir plus loin. Mettre cet émetteur en marche à 2 mètres environ, antenne remplacée par une ampoule 12 V/0,1 A. Connecter l'oscillo entre B et la masse. Le récepteur sous tension doit donner en ce point le signal FI à 4,5 kHz. Voir oscillogramme I. Régler L_1, L_2 et le 4102A pour avoir une amplitude maximum. Passer au point C. Régler le 4100A pour avoir un signal BF d'amplitude maximum. Voir oscillogramme J. Les impulsions sont positives. Passer enfin au point D et y trouver le signal rectangulaire visible sur la photo K. On pourra aussi vérifier les signaux décodés sur les différentes sorties de voies. Mais

nous avons déjà vu cela maintes fois.

Rien de critique et le fonctionnement doit être immédiat. Toute anomalie de fonctionnement ne peut provenir que d'un composant défectueux ou détérioré, d'une erreur de valeur, d'une mauvaise soudure, d'un oubli quelconque, d'un défaut du circuit imprimé. En cas d'ennui n'accusez pas autrui, mais vous-même ! Signalons d'ailleurs que cette auto-critique n'est pas évidente pour certains réalisateurs !!

6. Réglage fin

Pour cela, il faut que les platines prennent place dans le boîtier. Le récepteur dans le fond, avec une épaisseur isolante entre la tôle et le verso du CI. Une rondelle d'écartement empêche les soudures de pénétrer à travers cet isolant. Attention à la longueur de la vis de 1,5 mm. Si elle est excessive, vous allez tout simplement arracher le MC3357P ! Le fil d'antenne traverse la tôle, via un tube durite protecteur. La vis de masse est bien serrée, pour un contact franc.

Le décodeur est placé dans le couvercle, intercaler entre les composants et la tôle, un morceau de mousse plastique mince, assurant à la fois un isolement électrique et une immobilisation mécanique des pièces. Ne pas oublier les entretoises. Bien serrer les quatre vis.

On refera un réglage minutieux, analogue à celui décrit dans le paragraphe précédent. Le fait de placer le récepteur dans le boîtier modifie en effet un peu, les capacités parasites donc les réglages. On peut parfaitement utiliser un tournevis métallique. Nous le conseillons même pour les 7V1K, dont le noyau est particulièrement cassant.

Les réglages terminés, coller les noyaux à la vraie cellulosique ou à la cire. Ne pas employer une colle trop tenace, un réglage ultérieur devenant impossible. Faire l'essai de portée habituel.

Le mois prochain nous donnerons les indications nécessaires au montage du RX9 en 41 MHz. Nous décrirons aussi une nouvelle platine HF, variante de la HF4, équipée d'un filtre d'harmoniques et d'un réglage supplémentaire du swing permettant un calage plus facile, la platine devant s'aligner sur le récepteur et non plus le contraire. Nous verrons que ce réglage se fera en mesurant au fréquencemètre numérique la fréquence FI 455 kHz, prélevée au point B. Cette méthode permet de tenir compte de tous les décalages donnés par les tolérances des quartz.

Nous espérons que vous serez nombreux à être tentés par ce RX9 et à le construire. Nous comptons beaucoup sur votre collaboration ultérieure, en nous tenant au courant des résultats obtenus. Si vous voulez utiliser le RX9 pour la prochaine saison, il n'y a pas de temps à perdre. Au travail !

Nous restons, comme d'habitude à votre disposition pour renseignements et conseils supplémentaires.

T. THOBOIS

Bloc-notes

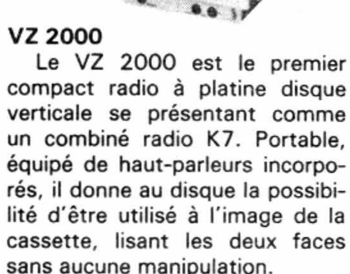
Nouveautés Sharp au Festival du Son



VC 2300

Le VC 2300 est un magnétoscope portable fonctionnant à la fois en extérieur et en salon, grâce à un tuner incorporé. Un microprocesseur contrôle automatiquement les touches du clavier pour éviter les fausses manœuvres. Il est, en outre, équipé d'une horloge à quartz et d'une mémoire programmable, avec une possibilité de 4 heures d'enregistrement.

Une caméra ultra-légère, la XC 30G (1,4 kg), à viseur optique à contrôle automatique, complète cet équipement.



VZ 2000

Le VZ 2000 est le premier compact radio à platine disque verticale se présentant comme un combiné radio K7. Portable, équipé de haut-parleurs incorporés, il donne au disque la possibilité d'être utilisé à l'image de la cassette, lisant les deux faces sans aucune manipulation.

Système 104

Première mini-chaîne à éléments séparés dont une platine disque verticale pouvant lire les deux faces sans aucune manipulation. Jusqu'à présent, les mini-chaînes n'avaient pas résolu le problème d'encombrement de la platine.

Wavetek : un nouvel oscilloscope X-Y

Wavetek, représenté par Elexo, introduit sur le marché un nouvel oscilloscope X-Y à déflection électromagnétique, le modèle 1905, idéal pour la présentation de la réponse en fréquence des circuits passifs ou actifs.

Le modèle 1905 est un appareil léger et compact pesant seulement 7 kg. Son boîtier est robuste et comporte une poignée de transport. Le tube cathodique mesure 23 cm en diagonale avec une trace brillante, stable et bien focalisée sans dégradation de la dimension du spot grâce à un contrôle de qualité rigoureux. L'écran est fourni normalement en type P1 de couleur verte à rémanence moyenne. En option, il peut être de type P4 (blanc, rémanence courte) ou P7 (jaune orangé, rémanence longue).

La sensibilité verticale est variable en quatre décades plus vernier de 1 mV/div. à 10 V/div. avec une bande passante de 15 kHz. La sensiilité horizontale est variable de façon continue de 0,1 V/div. à 10 V/div. avec une bande passante de 1,5 kHz. La sensibilité de l'axe Z est ajustable de 1 à 10 V crête à crête pour une modulation complète de l'intensité grâce à un réglage de contraste en face arrière.

Un effacement automatique du spot protège l'écran en cas de perte du signal de déflection.

Nouveaux haut-parleurs Audax

Fidèle à sa tradition de novateur Audax présente pour la première fois en France, à l'occasion du Festival du Son 1982, un haut-parleur révolutionnaire, le MHD 21 TX 37 RSM.

Trois années de recherche, effectuées sur le comportement vibratoire de la matière, placent aujourd'hui la Société Audax à la pointe du progrès dans le domaine de l'électro-acoustique.

Deux matériaux d'avant-garde entrent dans la fabrication de ce haut-parleur :

– Le Polyméthyl-Pentène TPX, pour la membrane.

– Le Polynorbornène (Elastomère de synthèse) Norsorex, pour la suspension périphérique.

Les résultats obtenus se caractérisent par une suppression quasi totale de la plupart des défauts du haut-parleur conventionnel, dus à l'annulation des ondes stationnaires à la surface de la membrane, et par une écoute très claire et détaillée d'un naturel saisissant, transcrivant aussi bien la haute dynamique des attaques du piano, que la douceur et le velouté d'une viole de gambe.

AUTRES NOUVEAUTES :

– Le tweeter à dôme HD 12 X 9 DTI 25, 2 couches

Haut-parleur d'aigu à dôme souple de très haute qualité.

L'adoption d'un nouveau profil de membrane réalisé en un tissu de fibres de polyamide formé à chaud et associé à une bobine mobile, 2 couches Ø 25 mm, ont permis d'atteindre un niveau de qualité et une haute efficacité, et cela sans dégradation des autres performances, le taux de distorsion par harmonique s'est même vu diminué dans de notables proportions.

– Les haut-parleurs de médium HIF 166 F SP, 17 cm, et HIF 21 F SP, 21 cm

Ils sont équipés d'un nouveau type de suspension réalisé en polyvinyl plastifié ; cette matière très amortissante réduit considérablement les effets de bord qui se traduisent ainsi par une meilleure linéarité de la courbe de réponse et une distorsion par harmonique réduite dans de notables proportions.

– Les haut-parleurs de médium clos :

– HIM 8 G 16 D

Haut-parleur de médium, de hautes performances.

Il se distingue par sa conception avant-gardiste au niveau de son volume de charge intégré. Il est anti magnétique d'origine et peut être utilisé sur téléviseurs haute-fidélité.

– HDM8 G 16 D

Ce modèle se distingue par l'adjonction de ferrofluide dans l'entrefer, améliorant ainsi l'amortissement de la fréquence de résonance et le refroidissement de la bobine mobile, donc la tenue en puissance. Il conserve ses qualités anti magnétiques.

– HDM8 G 16 D traité

Version traitée plastiflex (membrane + suspension périphérique).

Il existe pour ces trois haut-parleurs une variante en saladier non décoratif permettant l'adjonction d'une couronne « Décoration ».

– Le tweeter à dôme TW 60 A

Haut-parleur d'aigu à hautes performances, obtenues par l'utilisation d'une technologie d'avant-garde :

Dôme Ø 10 mm en polymère ultra-léger chargé par un pavillon actif Ø 20 mm.

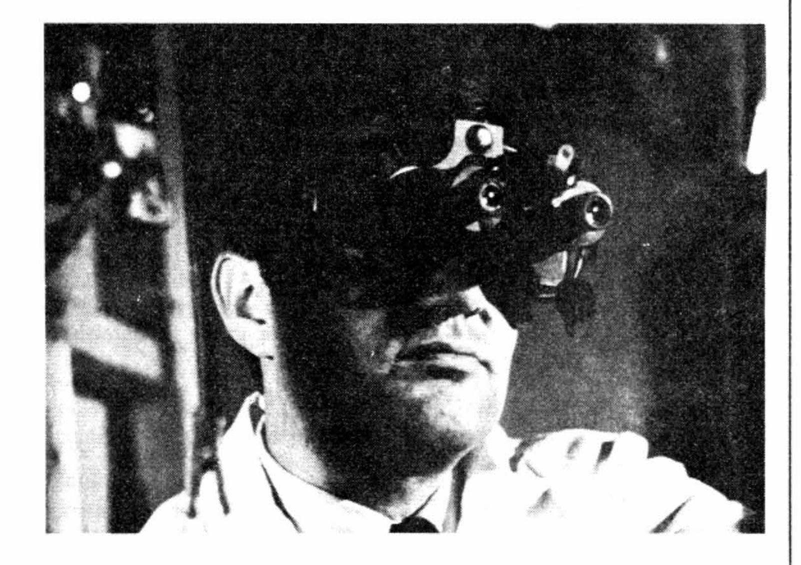
Bobine mobile sans support, refroidie par Ferrofluide.

Caractérisé par une faible directivité et une réponse impulsionnelle exceptionnelle, ce Tweeter peut être filtré au 1er ordre par un simple condensateur de 2,2 à 4,7 µF.

– Les haut-parleurs de grave : HD 38 S 66 et PR 38 S 66

Ces haut-parleurs de grave de 38 cm sont extrapolés des modèles largement adoptés, de la série professionnelle HD 38 S 100 et PR 38 S 100. Le circuit magnétique est moins important, il est équipé d'une bobine mobile de 66 mm sur support aluminium, ce qui procure un intérêt appréciable quant au rapport qualité/prix.

Voir dans le noir



Pour l'industrie photographique, Oldelft propose une paire de lunettes légères pour chambre noire qui permet d'effectuer tous contrôle et travaux dans les conditions d'obscurité ou de très faible luminosité qui règnent au labo.

Ces lunettes se composent d'un système bi-optique à deux lentilles fixes, deux tubes de conversion d'image et deux oculaires réglables à ± 5 dioptries. Le courant pour l'établissement de la haute tension est fourni par une pile au mercure miniature logée dans l'appareil même.

La source lumineuse qui éclaire la chambre noire doit être masquée par un filtre spécial (par exemple Wratten 87 C de Kodak).

Les lunettes sont fixées sur la tête par des boucles à fermeture rapide et fournissent une image directe dès la mise en circuit.

L'utilisateur garde les mains toujours libres. Quand on n'a pas besoin des lunettes, on peut rabattre la partie antérieure de l'appareil de 90° pour donner accès à la lumière visible.

Les lunettes sont montées sur une têtière en caoutchouc qui s'adapte facilement et assure une protection efficace contre les chocs.

Distributeur : Techni-Cine-Phot.

NOUVELLE PLATINE TOURNE-DISQUE CHEZ AUDIOANALYSE

Après le vif succès rencontré par la Platine AL1 tant en EUROPE que sur le Continent AMERICAIN (sa présentation au dernier Festival de MONTREAL a été une consécration) AUDIOANALYSE sort un modèle 2 qui en reprend les gros principes théoriques mais pour un prix public inférieur à 2 000 F T.T.C.

Cette platine à entraînement par courroie et contre-platine suspendue en trois points (ce qui est la solution pour avoir un grave propre sans effet LARSEN insidieux) possède un plateau en métacrylate qui ne métallise pas le signal musical dans le secteur médium aigu (au contraire de tous les plateaux métalliques en forme de cloche).

D'autre part le changement de vitesse Electronique est une véritable innovation (brevet demandé) puisqu'il ne comporte aucun transformateur de façon à éviter tout rayonnement intempestif sur les cellules phonocaptrices.

INITIATION A LA micro-informatique

(3e PARTIE)

APRES avoir présenté, dans nos deux précédents numéros, les principales fonctions logiques standards et avant d'étudier les circuits propres à la micro-informatique, nous allons faire un peu d'électronique puisque nous allons commencer cet article par une étude des deux familles logiques principales : la TTL et la C-MOS ; en effet, la justification de la fonction de certains circuits spécifiques micro-informatique ne peut être comprise que si l'on connait certaines particularités de ces deux familles.

La logique TTL

Nous avons brièvement présenté ses caractéristiques principales dans le premier article de cette série dans un but de comparaison avec les autres grandes familles logiques ; nous allons donc maintenant revenir plus en détails sur certains paramètres propres à la TTL qu'il est bon de connaître.

Tout d'abord, il faut avoir présent à l'esprit que la logique TTL représente à peu près 70 % de l'ensemble des circuits logiques existants et que, en raison de sa relative ancienneté, elle est devenue un standard puisque l'on rencontre dans toutes les fiches techniques la notion de circuits compatibles TTL ou d'entrées/sorties compatibles TTL. Il est donc utile de savoir ce que sont ces « normes » TTL auxquelles tout le monde fait référence.

Les « normes » TTL sont directement issues des caractéristiques générales de la famille TTL, caractéristiques que nous allons étudier ci-après. Tout d'abord, un circuit TTL s'alimente sous une tension unique de 5 V, tension positive par rapport à la masse. Cette tension doit impérativement être comprise entre 4,7 V et 5,25 V ; au-delà de ces limites le fonctionnement des circuits n'est plus garanti. En tout état de cause, il ne faut en aucun cas que la tension d'alimentation dépasse 7 V ou devienne inférieure à moins 0,5 V par rapport à la masse sinon il y a destruction immédiate du circuit. La tension d'entrée d'un circuit TTL doit être comprise entre 0 et la tension d'alimentation et, de même que cette dernière, ne doit pas descendre en dessous de – 0,5 V par rapport à la masse. Nous verrons que cette contrainte qui a l'air facile à respecter complique pourtant les interfaces entre les circuits analogiques et TTL et conduit parfois à des destructions « inexplicables ».

La seconde propriété fondamentale de la logique TTL est la définition des niveaux logiques d'entrées et de sorties ; en d'autres termes, c'est la définition de la fourchette de tension qui sera comprise par le circuit comme étant un « 1 » logique et celle qui sera comprise comme étant un « 0 » logique.

Afin de pouvoir aisément relier les circuits les uns à la suite des autres, il est nécessaire que la fourchette de tension d'entrée relative à un niveau logique soit plus large que la fourchette de tension de sortie relative à ce même niveau ; ce qui explique qu'il faille définir quatre fourchettes principales. Nous dirons donc que (et cela fait partie des « normes » TTL) :

– Un « 1 » logique est représenté en sortie d'un circuit TTL par une tension supérieure à 2,4 V.
– Un « 0 » logique est représenté en sortie d'un circuit TTL par une tension inférieure à 0,4 V.
– Un « 1 » logique en entrée d'un circuit TTL est toute tension supérieure à 2 V.
– Un « 0 » logique en entrée d'un circuit TTL est toute tension inférieure à 0,8 V.

Nous voyons donc que les caractéristiques de sortie sont plus draconiennes que celles d'entrée ce qui assure une totale compatibilité entre les circuits puisque, par exemple, la plus mauvaise sortie TTL à 1 fournira au moins 2,4 V et qu'il suffit de 2 V pour que l'entrée qui suit considère ce niveau comme étant à un.

Ces fourchettes de tension sont respectées par tous les circuits dits compatibles TTL.

Un autre paramètre important relatif aux entrées et sorties des circuits est le courant absorbé par une entrée ou le courant que peut fournir

une sortie ; cela limite le nombre d'entrées que l'on peut raccorder sur une sortie donnée. En effet, les fourchettes de tensions indiquées ci-avant ne sont valables que si l'on ne fait pas débiter à la sortie concernée plus que le courant maximum pour lequel elle a été prévue. Compte tenu de la structure de l'étage d'entrée des circuits TTL, le courant consommé par une entrée est différent selon que l'on applique à celle-ci un état logique haut ou bas. Une porte TTL standard consomme 1,6 mA par entrée si celle-ci est à l'état bas et seulement 40 µA si elle est à l'état haut. Comme ces paramètres ne sont pas pratiques à manipuler, et vu la « normalisation » TTL, un nouveau terme a été défini : le « Fan In » en américain ou l'entrance (ce n'est pas très joli) en français.

Par définition, un circuit a une entrance (ou « fan in ») de 1 lorsqu'il consomme 1,6 mA si l'entrée est à l'état bas et 40 µA à l'état haut.

Les portes TTL standard ont toutes une entrance de 1, par contre, de nombreux circuits complexes ont des entrées présentant des entrances plus élevées compte tenu de leur conception interne. Ainsi le circuit représenté figure 1 aurait une entrance de 4 puisque une entrée vue de l'extérieur correspond en réalité à quatre entrées de porte standard.

Le terme entrance ayant fait disparaître les valeurs réelles des courants du langage, il a fallu introduire un terme similaire pour les sorties des circuits afin de savoir sans calcul combien l'on pouvait raccorder d'entrées de circuits dont on connait les entrances sur une sortie donnée. Le terme « fan out » ou sortance (c'est logique) à donc vu le jour ; il définit directement le « nombre d'entrances » que l'on peut connecter sur la sortie considérée ; ainsi un circuit ayant une sortance de 10 pourra être suivi de 10 circuits ayant une entrance de 1 ou de 5 circuits ayant une entrance de 2 ou de toute combinaison d'entrances telle que le total des entrances mises en jeu ne dépasse pas 10.

Ces deux notions qui déroutent un peu au début sont très commodes d'emploi puisqu'elles réduisent les calculs de courants à de simples additions de chiffres généralement inférieurs à 10.

Les autres caractéristiques des circuits TTL pour importantes qu'elles soient sont beaucoup moins fondamentales et n'entrent pas dans ce que l'on a coutume d'appeler les normes TTL ; ces dernières peuvent donc être résumées par le tableau de la figure 2.

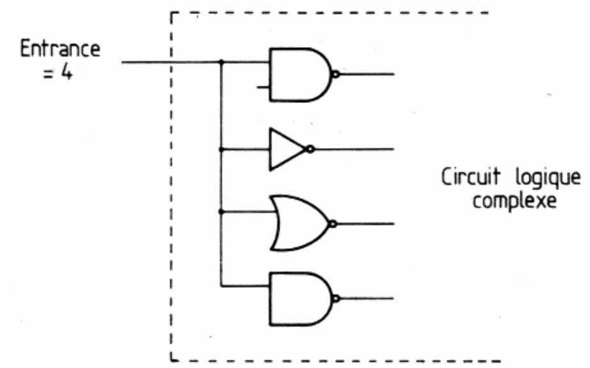


Fig. 1. – Exemple d'entrée de CI logique complexe ayant une entrance de quatre.

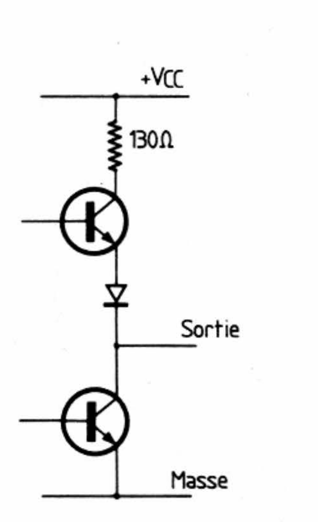


Fig. 3. – Etage de sortie TOTEM POLE d'un circuit TTL.

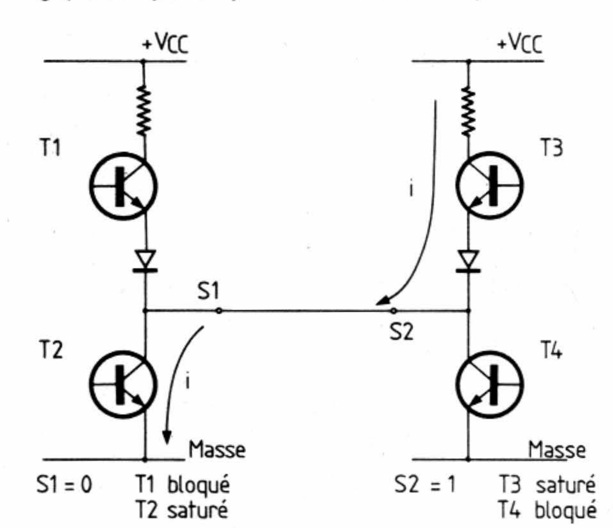


Fig. 4. – Ce qui se passe lorsque deux sorties TOTEM POLE sont reliées et sont dans un état contraire.

PARAMETRE	MINI	TYP.	MAXI	UNITE
Alimentation	4,75	5,0	5,25	V
1 logique en sortie	2,4		5,25	V
0 logique en sortie	0		0,4	V
1 logique en entrée	2,0		5,25	V
0 logique en entrée	0		0,8	V
Courant d'entrée à 0			1,6	mA
Courant d'entrée à 1			40	µA

Fig. 2. – Les principaux paramètres qui composent les « normes » TTL.

Les sorties des circuits TTL

Les circuits TTL sont relativement rapides puisque la famille TTL normale peut travailler sans problème à des fréquences de l'ordre de

25 MHz. Cette rapidité est due en partie à l'étage de sortie des portes TTL dont le schéma simplifié est présenté figure 3. Les amateurs de BF y reconnaitront un circuit push pull ; pour nous, l'essentiel est de savoir que ces deux transistors sont toujours dans un état complémentaire : si celui du haut est bloqué, celui du bas est saturé et la sortie est à zéro ; si celui du bas est bloqué, celui du haut est saturé et la sortie est à un. Il est évident que si les deux transistors conduisent simultanément, ils court-circuitent l'alimentation ce qui conduit à leur destruction quasi immédiate. Ces sorties s'appellent des sorties TOTEM POLE et équipent l'immense majorité des circuits ; malheureusement elles présentent un défaut très gênant en micro-informatique : il est impossible de relier deux sorties entre elles, en effet, si l'on regarde la figure 4 qui montre une telle liaison, on constate que si les sorties sont dans un état contraire on réalise un court-circuit de l'alimentation au moyen d'un transistor de chaque porte ce qui conduit, si vous avez de la chance, à la destruction des deux portes !

Pour pallier cet inconvénient, certains circuits TTL disposent d'une sortie dite à collecteur ouvert. Elle prend alors l'aspect indiqué figure 5 et l'on constate que l'on peut relier ainsi autant de sorties que l'on veut sur une seule résistance de charge commune réalisant ainsi la fonction improprement appelée OU CABLE alors qu'en logique positive (la seule que nous utilisons) il s'agit d'un ET comme vous pouvez le vérifier (il faut que toutes les sorties soient à un pour que la sortie globale soit aussi à un).

Pourquoi alors s'être embêté à faire des sorties TOTEM POLE si le collecteur ouvert était si pratique ? Parce que toute médaille a son revers et que celui des sorties à collecteur ouvert est particulièrement pénalisant. Considérons la figure 6 où une sortie à collecteur ouvert alimente l'entrée d'une autre porte. Le condensateur C représente les capacités parasites de câblage qui, si celui-ci est dense ou si les liaisons sont longues, ne sont pas négligeables.

Supposons que la sortie passe de 1 à 0, le transistor va se saturer et court-circuiter le condensateur, le déchargeant ainsi quasi immédiatement ; le front du signal au point A sera donc très raide, tout ira pour le mieux.

Supposons maintenant que la sortie passe de 0 à 1, le transistor va se bloquer ; le condensateur va alors devoir se charger au travers de la résistance R avec une constante de temps T = RC. Le front du signal ne sera donc pas bien raide mais présentera une partie arrondie d'autant plus importante que le condensateur et (ou) la résistance auront des valeurs élevées. Si le signal sortant de la porte est constitué d'impulsions étroites, celles-ci pourront disparaitre intégralement à cause de la charge du condensateur, ce qui conduira à un mauvais fonctionnement du montage.

Cette constatation conduit à éliminer les portes à sorties à collecteur ouvert lorsque l'on veut travailler très vite ; en effet, la seule amélioration à apporter consiste à diminuer la constante de temps RC, or, C ne peut diminuer à l'infini et si l'on diminue trop R on accroît le courant dans le transistor de sortie de la porte ; on est donc limité des deux côtés.

Malgré ce défaut, les portes collecteur ouvert justifient encore leur existence lorsque, au moyen de boîtiers logiques, l'on souhaite commander des circuits travaillant sous plus de 5 V, en effet, le transistor de sortie de ces portes peut (selon les modèles) supporter de 15 à

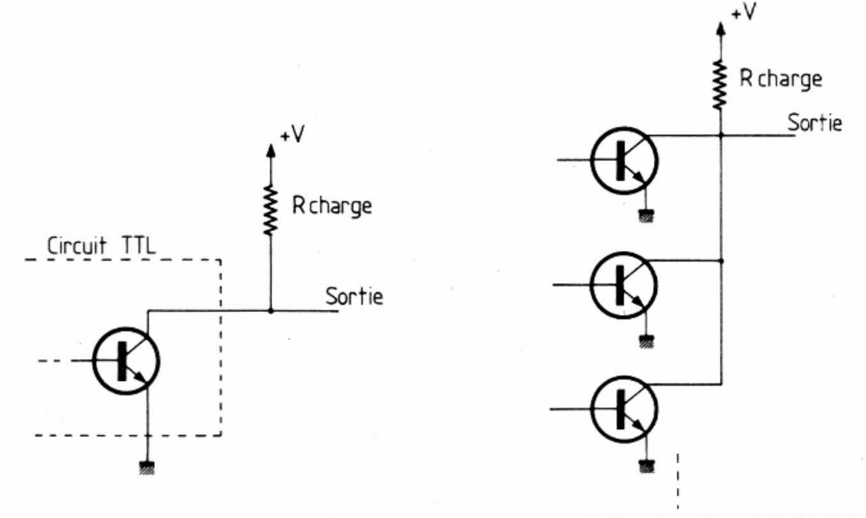


Fig. 5. – Allure d'une sortie à collecteur ouvert et réalisation d'un OU CABLE.

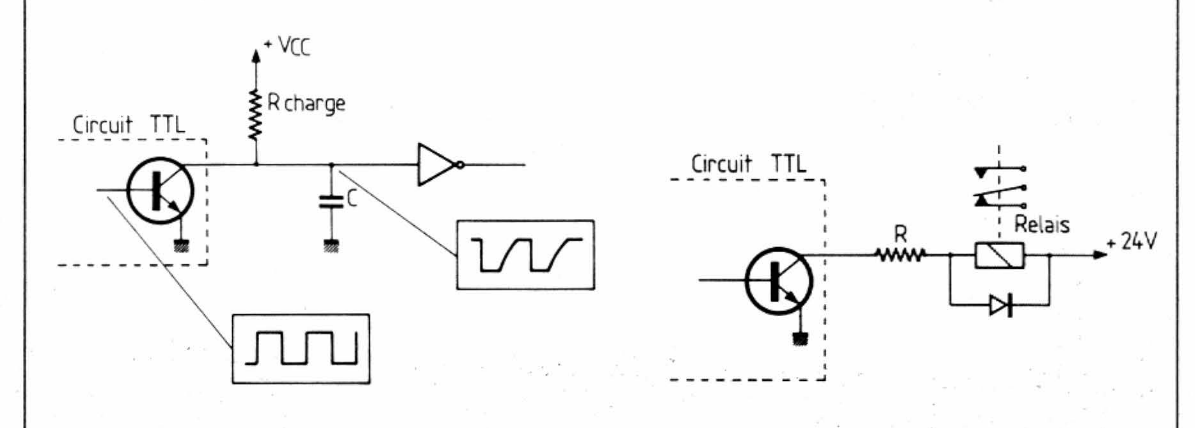


Fig. 6. – Mise en évidence des « défauts » des sorties à collecteur ouvert.

Fig. 7. – Exemple d'emploi typique d'une porte à collecteur ouvert.

30 V et accepte de débiter des courants de 20 voire 40 mA ; on peut ainsi réaliser le montage donné figure 7 à titre d'exemple.

La micro-informatique étant un domaine où l'on travaille vite et où il est indispensable, comme vous le verrez, de relier des sorties de circuits entre elles. les fabricants de circuits intégrés ont introduit la logique dite trois états, pour pallier le problème propre aux sorties à collecteur ouvert. Dans cette logique, les étages de sortie sont du type TOTEM POLE mais disposent en plus de la possibilité de bloquer, au moyen d'un signal extérieur, les deux transistors de sortie simultanément ce qui a pour effet de mettre la sortie concernée en haute impédance (on dit aussi « dans le troisième état »). On peut ainsi connecter entre elles autant de sorties qu'on le souhaite sous réserve de n'activer, à un moment donné, qu'une porte à la fois. Nous verrons que cette possibilité est exploitée sur quasiment tous les signaux des ordinateurs grands et petits.

Les différentes familles TTL

Les caractéristiques présentées ci-avant sont communes à toutes les familles TTL et ne sont pas remises en cause ; par contre, il faut savoir qu'il existe différentes familles TTL qui, à partir de la même technologie et des mêmes schémas de portes, présentent des améliorations importantes par rapport à la TTL standard dans des domaines tels que la vitesse de travail ou la faiblesse de la consommation. Ces familles sont les suivantes : la TTL normale, la TTL Low power, la TTL High speed, la TTL Schottky, la TTL Low power Schottky, la TTL Advanced Low power Schottky et la TTL Fast. Comme nous allons le voir, et malgré cette apparente complexité, il est très facile de s'y retrouver et de comprendre le pourquoi d'une telle diversité. Tout d'abord, nous allons parler références. Le nom d'un circuit TTL commence toujours par 74 (gamme de température civile 0 à 70 °C) ou par 54 (gamme de température étendue – 55 °C à + 125 °C) chez tous les fabricants. La seule différence introduite par ces derniers se situe au niveau de la ou des lettres qui précèdent ces deux chiffres ; ainsi chez Texas et Motorola nous aurons SN, chez National Semiconducteur nous aurons DM, chez Signetics nous aurons N, etc.

Ces lettres et ces deux chiffres sont ensuite suivis d'une, deux ou trois lettres qui caractérisent l'appartenance à une des familles précitées puis de deux ou trois chiffres qui définissent la fonction du circuit ; dans ces conditions, les références de tout circuit TTL ont l'allure suivante :

– Soient ZZ les lettres propres au fabricant et NN ou NNN les chiffres indiquant la fonction de la porte.
– Les circuits TTL normaux seront appelés ZZ 74NNN.
– Les circuits TTL Low power seront appelés ZZ 74LNNN.
– Les circuits TTL High speed seront appelés ZZ 74HNNN.
– Les circuits TTL Schottky seront appelés ZZ 74SNNN.
– Les circuits TTL Low power Schottky seront appelés ZZ 74LSNNN.
– Les circuits TTL Advanced Low power Schottky seront appelés ZZ 74ALSNNN.
– Et enfin, les circuits TTL Fast seront appelés ZZ 74FNNN.

Il est donc très facile de savoir à quoi l'on a affaire ; ainsi un SN 7400 sera une quadruple porte nand à deux entrées de la série normale tandis qu'un 74LS00 sera le même composant en série Low power Schottky.

Pourquoi avoir créé tant de familles TTL aux noms aussi barbares ? Tout simplement parce que la préoccupation majeure des électroniciens est de faire fonctionner les circuits le plus vite possible (ce qui accroît la puissance d'un calculateur à nombre de composants égal) et de leur faire consommer le minimum d'énergie.

Si l'on considère une porte TTL (nand à deux entrées par exemple) normale ; elle consomme 15 mA en moyenne et le temps de transfert d'un signal, c'est-à-dire le temps qui s'écoule entre le changement d'état à l'entrée et le changement d'état qui en découle en sortie, est de 18 ns. Une porte TTL Low power consomme 2 mA en moyenne mais le temps de transfert est de 40 ns environ ; on a donc gagné en consommation et perdu en vitesse. La TTL High speed par contre consomme en moyenne 29 mA mais présente un temps de transfert de 10 ns ; ici le gain en vitesse s'est traduit par une augmentation de la consommation. La TTL Schottky quant à elle, consomme 26 mA soit un tout petit peu moins que la TTL H mais est plus rapide avec un temps de transfert de 5 ns. La TTL Low power Schottky enfin essaie de concilier le gain en vitesse et la réduction de consommation avec 3 mA de consommation et 10 ns de temps de transfert. Les familles ALS et F apportent encore une amélioration par rapport à la famille LS puisqu'elles consomment à peine plus (1 à 2 mA) mais qu'elles ont un temps de transfert de 3 ns.

La figure 8 résume dans un tableau, ces différents paramètres pour toutes les familles TTL évoquées, tandis que le graphe de la figure 9 présente les performances comparées des différentes familles ; la porte idéale se situant à l'origine du graphe (temps de transfert nul, consommation nulle). A l'étude de celui-ci, nous constatons que la TTL normale se situe dans la moyenne des performances et que la TTL LS est la mieux placée, les familles ALS et F étant encore très peu développées. On peut donc se demander le pourquoi de l'existence de la H, très gourmande et moins rapide que la LS, et que la L, très lente et aussi gourmande que la LS. L'explication est historique et vient uniquement de nos progrès en possibilités d'intégration. Les familles H et L sont donc en voie de disparition, de même que le sera la famille S lorsque l'ALS et la F seront assez développées. En résumé, et comme nous le constaterons, la micro-informatique actuelle utilise presque exclusivement

PARAMETRE	Normale	H	L	S	LS	ALS et F
Consommation	15 mA	29 mA	2 mA	26 mA	3 mA	5 mA
Temps de transfert	18 ns	10 ns	40 ns	5 ns	10 ns	3 ns
Entrance d'une porte	1	1,25		1,25	0,25	
Sortance d'une porte	10	12,5		12,5	5	

Fig. 8. – Tableau comparatif des performances des différentes familles TTL.

des circuits TTL LS. Ce fait est confirmé par la constatation suivante : il y a seulement un an, la TTL normale était moins chère que la LS ; maintenant la situation est en train de s'inverser ; les « grands » du circuit intégré produisant plus de LS que de TTL normales.

Les circuits logiques C-MOS

Présentés à tort comme les concurrents de la TTL, les circuits logiques C-MOS occupent une part de plus en plus importante du marché des circuits logiques actuel en raison de leurs particularités très intéressantes. Tout d'abord, sachez que C-MOS signifie Complementary Metal Oxyde Semiconductor ce qui veut dire circuit à base de transistors à effet de champ complémentaires ; aucun transistor bipolaire n'entrant dans la conception d'un circuit C-MOS (hormis pour ceux ayant des sorties à fort courant).

La figure 10 présente un étage typique d'une porte C-MOS ; on y voit deux transistors MOS complémentaires, un de canal P et un de canal N, et le circuit est conçu de telle manière que les deux transistors soient toujours dans un état contraire ce qui signifie qu'il n'y a jamais passage de courant entre alimentation et masse puisque un des deux transistors est toujours bloqué. En d'autres termes, un circuit C-MOS ne doit consommer aucune énergie. En fait, lors de la commutation, le passage de l'état bloqué à l'état conducteur des transistors n'est pas instantané et il y a conduction simultanée des deux transistors pendant un bref instant, ce qui fait apparaître une légère consommation de courant. La caractéristique première des circuits C-MOS est donc leur consommation ridiculement faible.

Le deuxième point important est la faiblesse du courant d'entrée ; en effet, les entrées des circuits C-MOS ont lieu sur les grilles de transistors MOS et le courant de grille d'un transistor MOS se chiffre en pA voire en fA (femto-Ampère c'est-à-dire 10^{-15} A) ; une entrée C-MOS ne consomme donc aucun courant ; l'entrance est donc nulle ! Cette faiblesse du courant d'entrée implique une très haute impédance des entrées des portes C-MOS et donc une grande sensibilité aux champs électrostatiques. Cela a retardé notablement l'avènement des C-MOS car les premiers circuits de cette famille n'étaient pas protégés et il fallait observer des précautions draconiennes pour manipuler et monter ces circuits sans les détruire. Actuellement et depuis environ trois ans, tous les circuits C-MOS sont protégés contre les charges électrostatiques au moyen de diodes Zener placées en entrée comme indiqué figure 11 et ils peuvent être manipulés exactement comme des TTL sans risque de détérioration.

Une autre caractéristique importante des circuits C-MOS est, ici encore, liée aux propriétés des transistors MOS qui sont de bien meilleurs commutateurs électroniques que les transistors bipolaires ; en effet, les niveaux correspondants aux états 1 et 0 sont beaucoup plus proches de l'alimentation et de la masse que dans la famille TTL. Avant d'en parler en détail, il faut savoir que les circuits C-MOS peuvent être alimentés par toute tension comprise entre 3 et 18 V sans en altérer le fonctionnement, seule la vitesse de travail croît avec l'alimentation.

Si l'on suppose un circuit C-MOS alimenté sous 5 V (vous voyez le pourquoi de cette valeur !) un niveau logique 0 en sortie sera matérialisé par une tension inférieure à 0,05 V et un niveau logique 1 sera matérialisé par une tension supérieure à 4,95 V ; une entrée TTL pourra donc sans problème recevoir des sorties C-MOS. Par ailleurs, en entrée, toute tension inférieure à 1,5 V est considérée comme un 0 logique et toute tension supérieure à 3,5 V est considérée comme un 1 logique ; la connexion d'une sortie TTL à une entrée C-MOS ne donnera donc pas forcément un résultat satisfaisant puisqu'une sortie TTL

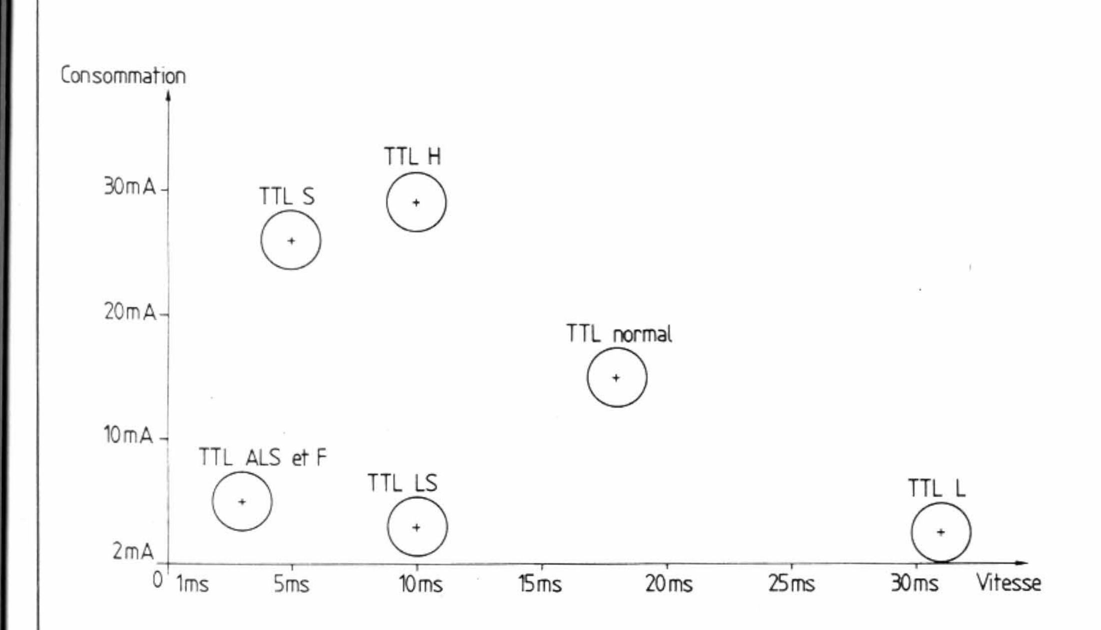


Fig. 9. – Graphe représentatif des performances des différentes familles TTL.

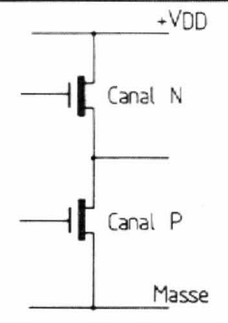


Fig. 10. – Un étage typique d'une porte C-MOS.

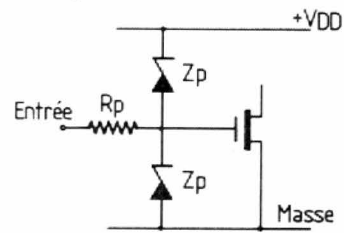


Fig. 11. – Protection des entrées d'un circuit C-MOS au moyen de diodes (zener ou diodes classiques).

à 1 fournit seulement une tension supérieure à 2,4 V.

Ces circuits aux caractéristiques alléchantes ont cependant deux défauts importants qui expliquent qu'ils n'aient pas supplanté la TTL et qui justifient la coexistence pacifique de ces deux familles logiques : leur courant de sortie maximum est très faible et oscille aux environs de 0,4 mA (contre 16 mA pour un TTL normal) ce qui donne à un circuit C-MOS une sortance de 0,25. Ce n'est pas gênant pour relier des C-MOS entre eux ; par contre relier des sorties C-MOS à des entrées TTL n'est possible directement que si l'on fait appel à des circuits TTL LS. Enfin, le deuxième défaut rédhibitoire de la C-MOS est sa lenteur puisque, sous 5 V, le temps de transfert dans une porte C-MOS est de 250 ns environ !

Pour faciliter la comparaison avec les familles TTL ; précisons qu'une porte nand prise à titre d'exemple consomme au repos 0,5 nA (ce n'est pas une faute de frappe !) et à 1 MHz 300 μA avec un temps de transfert de 240 ns environ. Le tableau de la figure 12 présente, par ailleurs, les caractéristiques principales de la TTL normale et LS et de la C-MOS afin que vous puissiez vous-même faire la comparaison.

Pour être aussi complet qu'en TTL, nous allons indiquer comment se font les appellations en C-MOS ce qui vous permettra d'établir vous-même vos listes d'équivalence sans faire appel à des tableaux toujours plus ou moins complets. Les circuits C-MOS ont une numérotation en 4NNN ou 4NNNN, N étant un chiffre indiquant la fonction du circuit. Cette « racine » est précédée comme en TTL par des lettres et (ou) des chiffres propres à chaque fabricant ; ainsi NS et RCA appellent cela la série CD 4NNN, Motorola la série MC 4NNN et Fairchild la série F 4NNN.

Les familles hybrides C-MOS TTL

Pour essayer de compenser la faiblesse du courant de sortie des circuits C-MOS vrais, certains fabricants, National Semiconducteur en particulier, ont introduit sur le marché une famille composée de circuits contenant à la fois des transistors MOS à l'entrée et au cœur du circuit et des transistors bipolaires en sortie pour permettre un fort courant de sortie. Ces circuits ont, de plus, été proposés avec des références identiques, à fonction identique, à celles de la TTL classique et avec un brochage strictement compatible. Ils représentent donc une bonne solution lorsque l'on souhaite réduire la consommation d'un ensemble logique conçu initialement à base de TTL ; malheureusement, à l'heure où nous écrivons ces lignes, le prix et la faible diffusion de ces circuits sont pénalisants et nous ne les avons mentionnés que dans un souci de faire un exposé complet. Une dernière précision : ces circuits s'appellent 74CNNN où NNN a la même signification que dans 74 NNN en TTL conventionnelle.

	TTL	TTL LS	C-MOS
Alimentation	5 V	5 V	3 à 18 V
Consommation	15 mA	3 mA	0,5 nA à 500 μA
Temps de transfert	18 ns	10 ns	250 ns
Entrance	1	0,25	0
Sortance	10	5	0,25
Niveau 1 mini en sortie	2,4	2,4	4,95*
Niveau 0 maxi en sortie	0,4	0,4	0,05*
Niveau 1 mini en entrée	2,0	2,0	3,5*
Niveau 0 maxi en entrée	0,8	0,8	1,5*

* paramètres pour un circuit alimenté en 5 V

Fig. 12. – Tableau comparatif TTL, TTL LS, C-MOS.

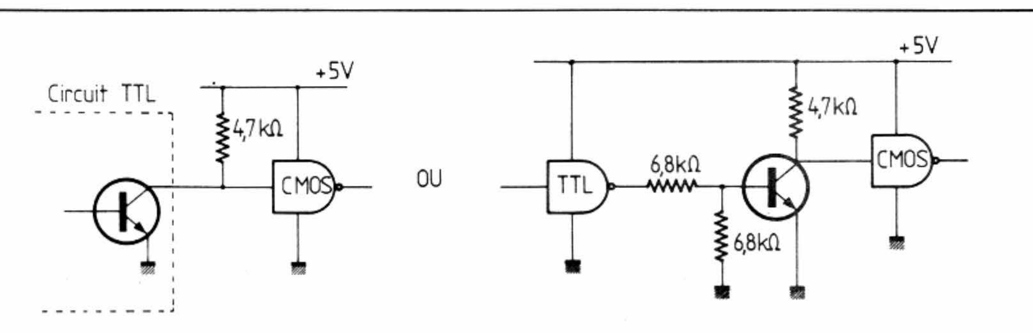


Fig. 13. – Interface TTL - C-MOS à alimentation commune.

Interfaçage TTL-C-MOS et C-MOS-TTL

Il est très fréquent que coexistent dans un même appareil des sections réalisées à base de circuits TTL et d'autres réalisées à partir de circuits C-MOS ; où la situation se complique un peu, c'est lorsqu'il faut faire dialoguer entre elles ces deux familles. Deux cas sont à considérer selon que les C-MOS sont alimentés sous la même tension que les TTL (ce qui simplifie les choses) ou non ; nous allons commencer par le premier qui est aussi le plus simple.

Soit à relier une sortie TTL à une entrée C-MOS d'un circuit alimenté sous 5 V ; bien souvent, la liaison est réalisée directement ; malheureusement, si l'on regarde les niveaux d'entrée et de sortie respectifs des deux familles, on constate que le niveau minimum d'un 1 logique en C-MOS est de 3,5 V, alors que le niveau minimum de sortie d'un 1 logique TTL est 2,4 V ; il y a donc des cas où cette liaison directe ne marchera pas. Deux solutions s'offrent à nous, comme indiqué figure 13 ; soit faire appel à une porte TTL à collecteur ouvert qui remplira pleinement le contrat, soit réaliser un étage à transistor monté en commutation. Dans les deux cas, le principe est

simple : lorsque le transistor est saturé, sa tension collecteur est de l'ordre de 0,2 V ce qui est inférieur au 1,5 V requis par l'entrée C-MOS pour voir un 0 logique ; lorsque le transistor est bloqué et comme l'entrée C-MOS ne consomme quasiment aucun courant, il n'y a pas de chute de tension dans la résistance de collecteur et la tension sur ce dernier est très voisine de 5 V.

L'interfaçage dans l'autre sens est très facile à réaliser lorsque la TTL considérée est en technologie LS ; en effet, le courant d'entrée absorbé par une porte TTL LS est identique à celui que peut débiter une porte C-MOS (revoir la figure 12, sortance C-MOS = 0,25 ; entrance TTL LS = 0,25). Le schéma prend donc l'allure indiquée figure 14. Si la porte TTL n'est pas en LS ; deux solutions sont possibles : l'emploi d'un transistor comme ci-avant, mais avec des valeurs de résistances différentes (voir figure 14), ou, possibilité intéressante de la C-MOS, la mise en parallèle d'autant de portes qu'il sera nécessaire (4 pour attaquer de la TTL normale puisque la sortance d'un C-MOS est 0,25 et l'entrance d'une porte TTL normale est de 1).

Lorsque les circuits ne sont pas alimentés sous la même tension, le problème est un peu plus délicat. Dans le sens TTL vers C-MOS, l'emploi du collecteur ouvert ou du transistor est encore recommandé, le schéma de la figure 13 devenant celui de la figure 15 (les transistors de sortie des portes TTL à collecteur ouvert supportent 15 ou 30 V suivant les types de portes).

L'interfaçage dans l'autre sens fait, par contre, impérativement appel à un transistor comme indiqué figure 16. Le diviseur à résistance ou à diode Zener étant à proscrire compte tenu de la faiblesse du courant de sortie des portes C-MOS.

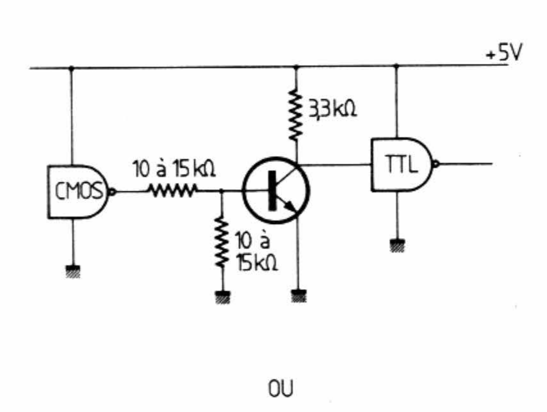
Ce tour d'horizon des procédés d'interfaçage des deux familles logiques étant fait, nous pouvons aborder en toute connaissance de cause les schémas que l'on rencontre en micro-informatique, d'autant plus que les circuits LSI (Large Scale Intégration ou Intégration à grande échelle), très répandus dans ce domaine, sont quasiment tous en technologie MOS dont les caractéristiques sont très proches de la C-MOS, particulièrement au niveau des courants de sortie.

Conclusion

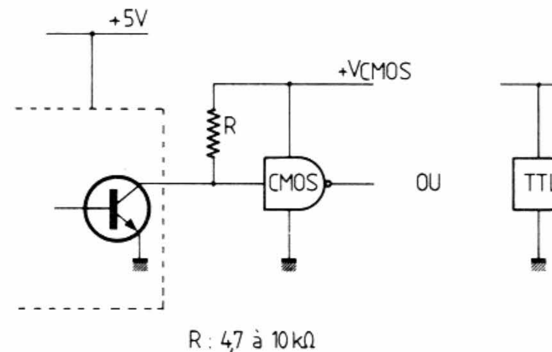
Ces trois premiers articles doivent vous avoir permis d'acquérir une connaissance suffisante des circuits logiques grâce à laquelle vous allez pouvoir aborder le monde de la micro-informatique. Le mois prochain, nous brosserons un tableau de présentation générale des circuits logiques les plus utilisés avec leurs références et nous aborderons l'étude des composants opto-électroniques utilisés en micro-informatique comme organes de visualisation avec les afficheurs 7 segments ou à matrices de points, mais également comme organes d'isolement et de liaison avec les photocoupleurs.

C. TAVERNIER

(A suivre.)



OU



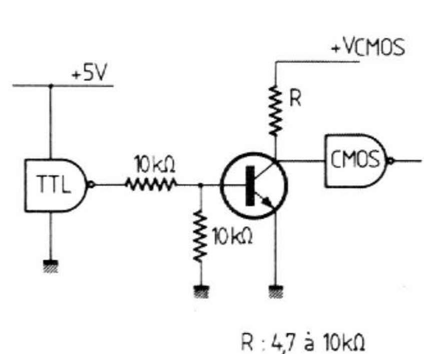


Fig. 15. – Interface TTL - C-MOS, alimentations séparées.

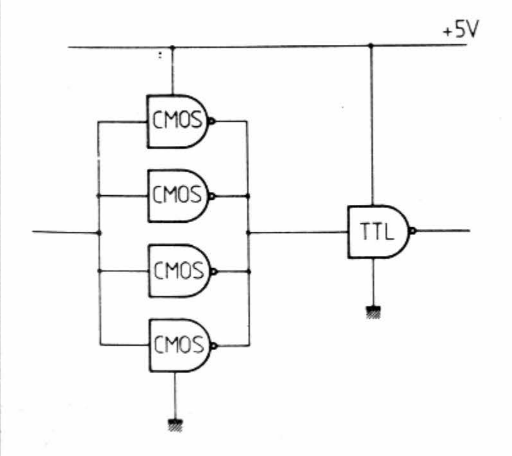


Fig. 14. – Interface C-MOS - TTL à alimentation commune.

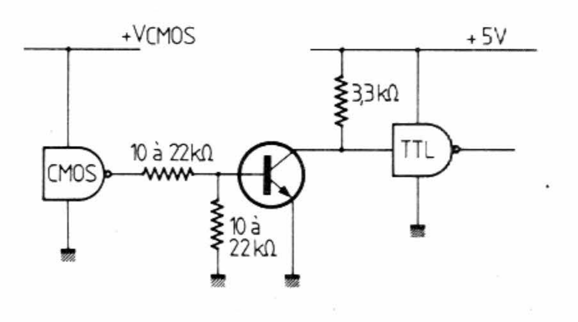
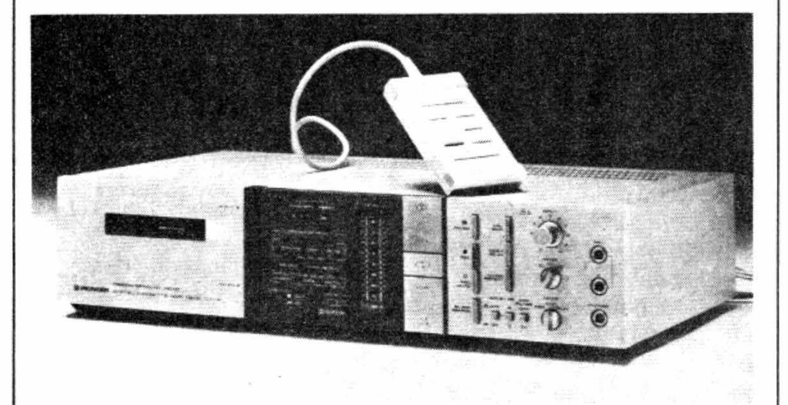


Fig. 16. – Interface C-MOS - TTL, alimentations séparées.

Bloc-notes

Le magnétophone à cassette auto-reverse Pioneer CT 7 R



Les magnéto-cassettes auto-reverse peuvent rendre de grands services aux amateurs, surtout si la fonction auto-reverse marche aussi en enregistrement. C'est le cas du CT.7R, nouveau magnétophone à cassette de la gamme conversationnelle Pioneer.

Cet appareil permet donc l'enregistrement et la lecture automatique des deux faces d'une cassette sans aucune manipulation. Pour l'amateur qui enregistre de longues œuvres diffusées sur la FM ou qui veut distiller une musique d'ambiance sans être obligé d'aller retourner la cassette, le CT-7R Pioneer apporte une solution de qualité.

La platine de défilement est à entraînement direct du cabestan par moteur à effet hall. Deux moteurs à courant continu sont affectés à l'entraîment des bobines. Les fluctuations du défilement sont inférieures à 0,04 %, ce qui en dit long sur la précision du transport de bande.

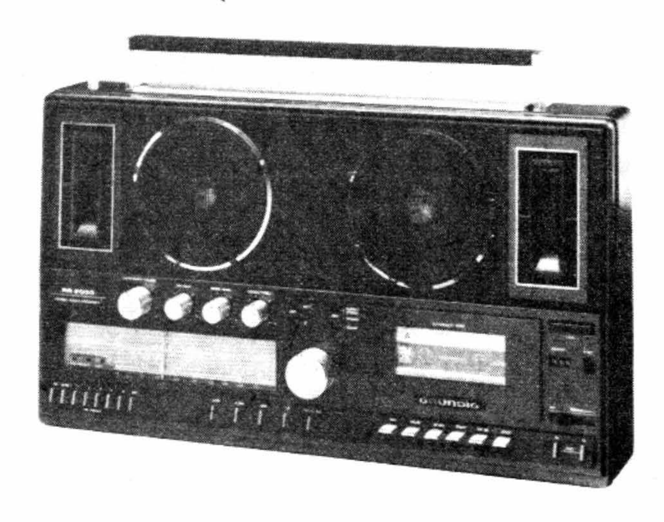
La tête d'enregistrement/ lecture est en « Ribbon Sendust ». Cette nouvelle technologie permet d'avoir une réponse plus étendue dans l'aigu qu'avec des têtes conventionnelles. La réponse transitoire s'en trouve également améliorée.

Autre particularité du CT-7R, la présence de circuits Dolby B et C. Tout en restant parfaitement compatible avec les cassettes enregistrées Dolby B, le CT-7R permet de profiter d'une amélioration substantielle du rapport signal/bruit grâce au nouveau système Dolby C.

Tout comme les modèles très haut de gamme le CT-7R Pioneer est doté du système de recherche de séquences CAC : un micro-ordinateur 4 bits spécialement programmé permet de trouver la fin d'un passage, de rechercher un passage, de retourner au début d'un passage ou de sauter au début du passage suivant, de sauter les passages vierges en début et fin de cassette.

Il faudrait encore parler de l'affichage Bar-Graph des niveaux, précis et sensible, de la possibilité de le faire démarrer en enregistrement ou lecture grâce au timer extérieur ou bien encore de lui donner des ordres à distance grâce à une télécommande.

La chaîne stéréo portative Gründig RR-2000



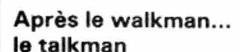
Appareil haut de gamme, sa présentation est à la fois élégante et fonctionnelle. Les organes de commande des parties « radio » et « cassette » sont intégrés dans le bandeau inférieur de la façade, les deux ensembles HP (haut-parleur à large bande et tweeter) étant disposés en haut de la face avant. Côté « réception », 4 gammes : MF, PO, GO et OC. La recherche-émetteur est facilitée par un large cadran gradué en fréquences, doublé d'un indicateur d'intensité de champ. Six émetteurs MF peuvent être mémorisés par touches programmables en transférant directement sur ces dernières, les stations syntonisées sur le cadran. Avec une puissance musicale de 2 × 6 W sur l'alimentation secteur, la partie « ampli » du RR 2000 assure une dynamique importante. Les graves et les aiguës se règlent séparément. L'effet stéréo peut être amplifié électroniquement par l'élargissement de la base stéréo « super-stéréo ».

L'entraînement-cassette du RR 2000 est commandé par clavier « intermix », permettant la sélection directe de toutes les fonctions de défilement, sans passer par Stop.

L'équipement comprend un sélecteur de bande pour cassettes Fe, FeCr et Cr, un compteur à 3 chiffres, un curseur « VAT » pour les fondus enchaînés sonores et deux micros à électret. Le dispositif « Cue/Review » facilite la recherche acoustique de séquences de l'enregistrement.

Le RR 2000 est prévu pour une alimentation mixte : soit par bloc secteur intégré (commutable en 220/230 V ou 110/115 V), soit par 6 piles de 1,5 V.

Dimensions : 48 × 27 × 10 cm.
Poids : environ 6 kg.
Présentation : brun.



Après le walkman... le talkman

Ce nouvel appareil composé d'un casque/micro très léger et d'un mini-émetteur FM permet à deux ou plusieurs personnes possédant cet équipement de communiquer entre elles tout en ayant les mains libres.

Ses applications sont illimitées, citons pour exemples : Alpinisme, ski, bateau, vélo, et pour le travail : Chantier, sécurité, vidéo etc.

Caractéristiques techniques :

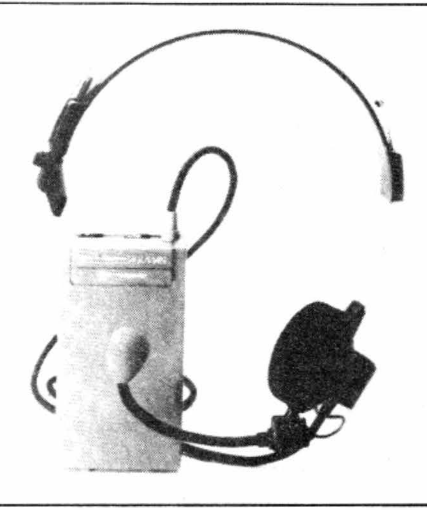
Volume de réception à 2 positions : faible et fort.

Déclenchement de l'émission automatique, 3 positions : faible, moyen, fort.

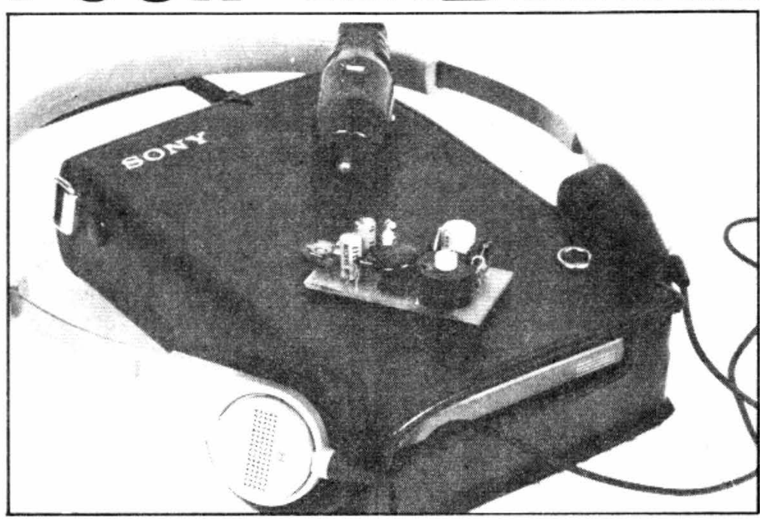
Dimensions : 115 × 60 × 22,5 mm.

Poids : 230 g.

Cet appareil fonctionne sur 49 MHz.



Alimentation ā découpage régulée de 6 à 16 v POUR WALKMAN



LE Walkman est un dévoreur de piles, c'est un fait connu. Pourtant il n'en dévore que deux à la fois, mais souvent et cela finit par devenir très cher. Si vous l'emmenez en voiture, vous pourrez, grâce à notre petite alimentation, le faire fonctionner sur la prise d'allume-cigare de votre voiture. L'alimentation que nous avons conçue pour lui est originale car elle utilise un circuit intégré de régulation de vitesse pour moteurs électriques. Un « détournement » de circuit intégré assez intéressant car il permet d'éviter la dissipation de calories qu'aurait entraîné l'emploi d'un régulateur de tension classique. La technique employée ici est le découpage de la tension d'alimentation et si le rendement n'est pas extraordinaire, comme vous le constaterez, il est tout de même meilleur que celui d'une alimentation à transistor ballast. L'absence de dissipation thermique a permis de supprimer le radiateur, l'alimentation ainsi réalisée est d'une taille très réduite, permettant même le logement à la place des deux piles du Walkman.

Un circuit intégré détourné

Nous avions dans un fond de tiroir deux ou trois échantillons d'un régulateur de vitesse dont nous n'avions pas trouvé d'application autre que celle conseillée par le constructeur. Ce circuit, c'est un TCA 955 de Siemens, un circuit qui date déjà de quelques années et qui possède un étage de sortie délivrant un signal à rapport cyclique variable, ce signal peut alimenter la base d'un transistor de puissance qui dosera la quantité d'énergie appliquée aux bornes d'un moteur électrique.

La technique de la commutation est d'un intérêt qu'il n'est plus nécessaire de démontrer. Elle consiste (fig. 1) à placer sur le trajet d'une tension continue, un interrupteur. Si l'interrupteur est toujours ouvert, on n'aura aucune tension en sortie, si il est fermé en permanence, la tension de sortie sera maximale, si on ne l'ouvre que la moitié du temps, la tension sera moitié de la tension située en amont de l'interrupteur.

En faisant varier le rapport cyclique du signal de 0 à 1, on aura une tension qui pourra prendre toutes les valeurs possibles, comprises entre 0 et la tension d'alimentation.

Dans le circuit intégré, nous trouverons donc cette section à rapport cyclique variable. La commande du rapport cyclique se fait à partir d'une dent de scie ou une onde triangulaire venue d'un oscillateur ou du signal d'une génératrice tachymétrique.

Pour obtenir une telle variation, on va envoyer à l'entrée d'un comparateur, une dent de scie, linéaire ou non, et une tension variable. La sortie du comparateur donnera cette tension à rapport cyclique variable.

Dans notre circuit intégré, dont le schéma symbolique se trouve à la figure 2, nous trouvons un oscillateur RC pouvant travailler à une fréquence supersonique. Il reçoit une tension continue de commande qui, dans le cas d'un fonctionnement avec régulation de vitesse, pourra provenir d'un convertisseur fréquence/tension. En outre, le circuit intégré possède un circuit de régulation de tension offrant une férérence stable. L'entrée du circuit a une bonne sensibilité, grâce à un préamplificateur, le monostable permet d'effectuer la conversion fréquence/ ten-

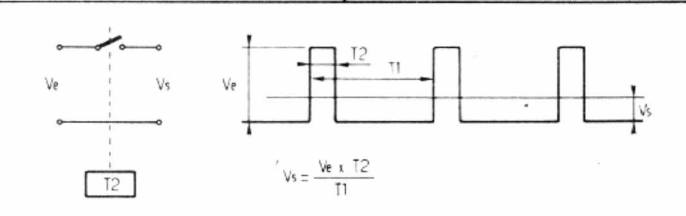


Fig. 1. – Principe du découpage de la tension.

sion et, si le condensateur d'intégration des impulsions de ce monostable a une valeur relativement faible on obtiendra des dents de scie qui éviteront d'avoir à utiliser l'oscillateur de découpage local.

Ce circuit intégré comporte également un circuit de comparaison de tension, cette section permet d'allumer une diode électroluminescente lorsque la tension d'alimentation baisse.

L'alimentation pour Walkman

Principe de l'alimentation

Le principe de l'alimentation à découpage appliqué ici est illustré par le synoptique de la figure 3. Sur ce dessin, on voit comment sont utilisés les éléments du circuit intégré. L'oscillateur est alimenté par une tension de référence qui va fixer l'amplitude de sa tension de sortie. Cette tension contribuera à la stabilité de travail de l'oscillateur.

Le comparateur va recevoir, sur une entrée, la tension en dents de scie de l'oscillateur et sur l'autre, une tension continue. La figure 4 montre ce qui se passe lorsque la tension continue d'entrée diminue, c'est-à-dire lorsque la demande est importante à l'entrée. Si la demande est faible, la tension sera haute, à ce moment-là, il n'y aura pas besoin de faire passer le courant pendant longtemps. Par contre, lorsque la tension baisse, le passage du courant dure plus longtemps, c'est ce que l'on demande.

En sortie du montage, nous avons un circuit de lissage de cette tension rectangulaire. L'inductance et la diode permettent de prolonger le passage du courant pendant que l'amplificateur de sortie est coupé.

La tension de sortie est appliquée à un potentiomètre qui prend une fraction de la tension de sortie pour l'envoyer à l'entrée du comparateur.

Le schéma de l'alimentation pour Walkman est donné sur la figure 5. L'entrée du comparateur est connecté à la broche 8. Sur cette broche, nous allons faire entrer une tension dérivée de la tension de sortie. Ce bouclage permet d'effectuer l'asservissement de la tension de sortie quels que soient les variations de charge ou de tension d'alimentation.

La section oscillatrice utilise le condensateur C_1 de 10 nF associé à deux résistances dont la valeur détermine le point de fonctionnement de l'oscillateur. Ici, la fréquence de découpage obtenue est de l'ordre de 40 kHz.

Le point 11 est celui de sortie de la tension de référence, un condensateur de découplage stabilise le fonctionnement, ce condensateur n'est pas obligatoire, le montage peut très bien fonctionner sans lui.

La sortie est disponible sur la borne 16 du circuit intégré, cette sortie est celle d'un collecteur de transistor PNP. Le courant de collecteur maximal de ce transistor est de 200 mA, il est suffisant pour permettre l'alimentation du Walkman.

La tension de sortie est filtrée par une cellule LC, constituée d'une inductance d'environ 1 mH et d'un condensateur d'une centaine de micro-farads. La diode D_1 assure le passage du courant pendant le blocage du transistor, ce courant étant dû à l'énergie accumulée sous

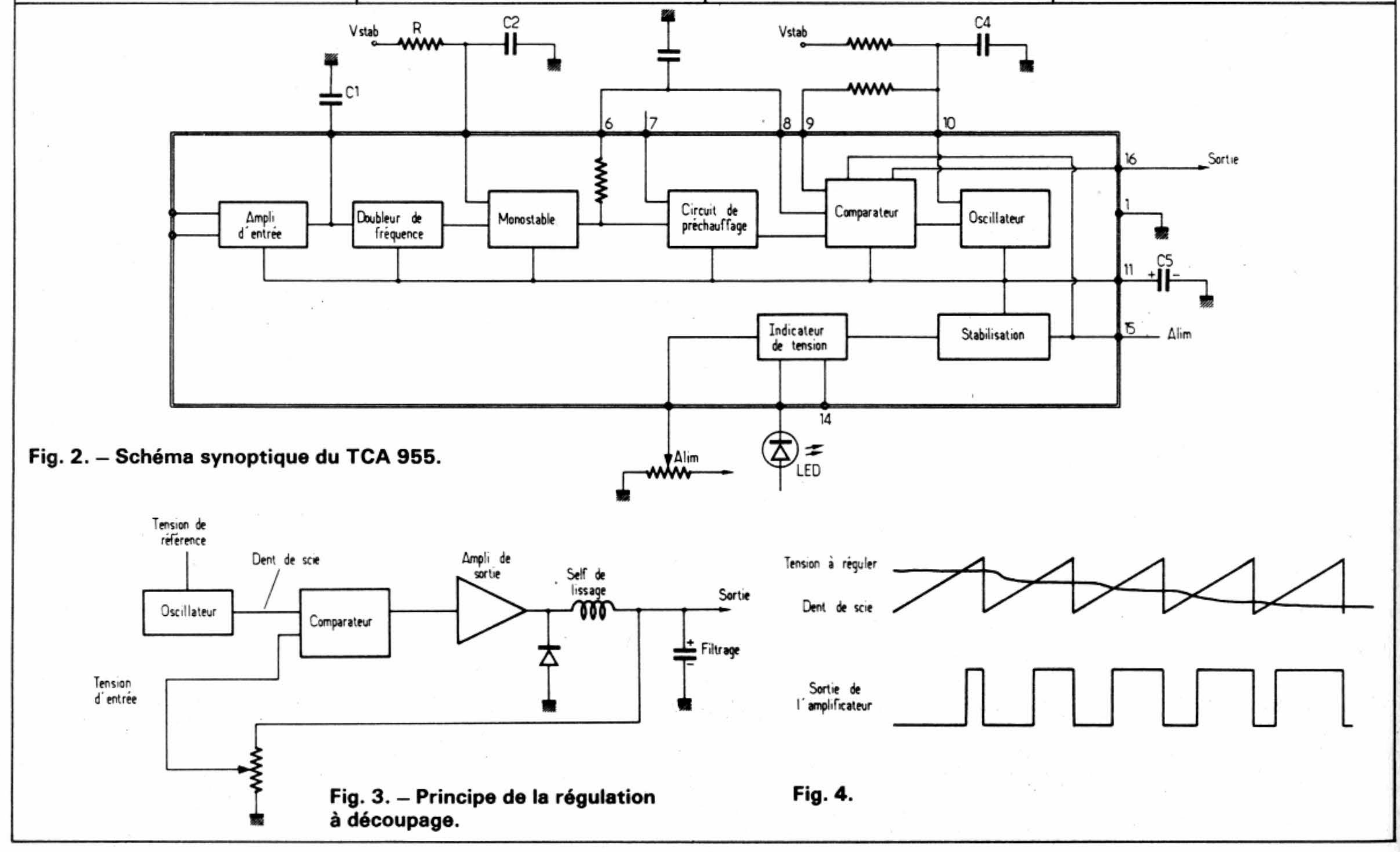


Fig. 2. – Schéma synoptique du TCA 955.

Fig. 3. – Principe de la régulation à découpage.

Fig. 4.

forme magnétique par l'inductance. Comme le montage travaille à une fréquence élevée, on doit utiliser ici une diode de redressement rapide dont nous donnons plusieurs références. Cette diode n'a pas besoin de supporter une tension inverse très élevée, cette tension inverse ne dépassant pas la tension d'alimentation. Compte tenu du débit de cette diode, on ne peut employer de diode genre 1N 4148, diodes suffisamment rapides pourtant mais qui, ici, risqueraient de chauffer.

L'alimentation arrive sur la borne 15 du circuit intégré, elle est progégée par un élément qui absorbera les signaux transitoires de trop forte amplitude superposés à la tension d'alimentation. L'élément choisi est prévu pour une tension efficace de 14 V, soit une tension de crête de $14 \times \sqrt{2}$ soit 20 V.

A côté du schéma, nous avons prévu l'indicateur de tension : il se compose d'un potentiomètre que l'on règlera pour obtenir l'allumage à la tension que l'on désire, et d'une diode électroluminescente. Cette dernière est alimentée par une résistance interne du circuit intégré, dont la valeur est de 500 Ω. Pour éviter une trop forte dissipation d'énergie dans cette résistance, on pourra ajouter une résistance série qui réduira la consommation de la diode et par suite, la dissipation.

Les essais que nous avons pu effectuer avec cette alimentation montrent une dissipation d'énergie pratiquement nulle dans le circuit, son échauffement est insignifiant.

Fabrication

Comme vous avez pu le remarquer, il y a ici une inductance, composant assez délicat à réaliser et qui demande ici un noyau de ferrite. Ce noyau est un pot de 14 mm de diamètre et de 8 mm de hauteur.

Ce pot est constitué dans une ferrite de haute perméabilité, il a un entrefer. On se procurera donc un pot 14 × 8 dont le matériau sera, chez Siemens, un N 48, un T 38, ou un N 30 (ferrites standards chez ce fabricant). Avec le N 48, on prendra un pot avec un facteur d'inductance de 315 ou de 400. Pour le N 30 ou le T 38 dont les pots sont proposés sans entrefer, on placera une rondelle de papier pour créer un entrefer. Chez RTC, les pots 14 × 8 sont proposés en 3 H1 avec un facteur d'inductance de 400 également.

Le facteur d'inductance est un coefficient du pot. Pour obtenir l'inductance du pot, on multiplie le facteur d'inductance par le carré du nombre de spires.

Inversement, pour trouver le nombre de spires, on divise l'inductance à réaliser par le facteur d'inductance et on prend la racine carrée du résultat.

Le facteur d'inductance s'exprime en nH/N^2, N étant le nombre de spires. Pour effectuer le calcul, on prendra la valeur de l'inductance en nH, ici, 1 mH = 1 000 000 nH. Avec un Al de 400, il faudra donc 50 spires.

Les pots permettent d'enrouler 50 spires de fil de 0,3 mm de diamètre ; fil qui conduit à une résistance, en continu, de 0,33 Ω (approximativement).

On peut évidemment prendre des pots plus importants ou choisir un autre circuit magnétique, mais la taille risque alors d'être trop importante pour permettre le logement de l'alimentation dans le compartiment à piles d'un Walkman.

Le pot 14 × 8 est un composant qui est pratiquement standard, on ne devrait pas avoir trop de difficulté à le trouver.

La diode à recouvrement rapide est ici proposée avec plusieurs références, dans différentes marques.

Le schéma du circuit imprimé est donné figure 6 et 7. On trouvera deux versions, une en gravure anglaise, l'autre en gravure classique.

L'implantation des composants est donnée figure 8. Si vous voulez installer l'alimentation dans un Wakman il est inutile de prévoir le dispositif de surveillance de la tension d'alimentation, la diode ne pouvant être installée dans le Walkman. On supprimera donc le potentiomètre P_2.

Les composants seront les plus petits possibles, notamment en ce qui concerne les condensateurs chimiques. Ils devront en effet s'intégrer dans un compartiment à piles.

L'inductance est dans un

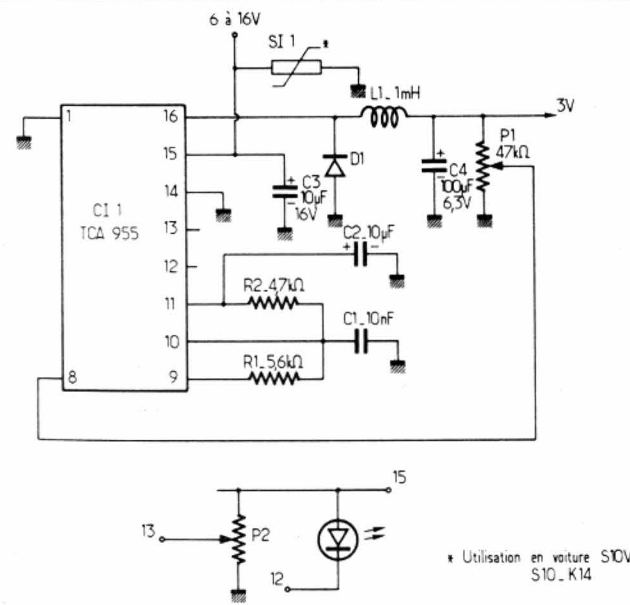


Fig. 5. – Schéma détaillé de l'alimentation à découpage.

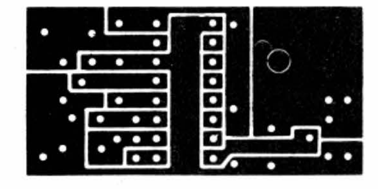


Fig. 6. – Circuit imprimé (gravure anglaise).

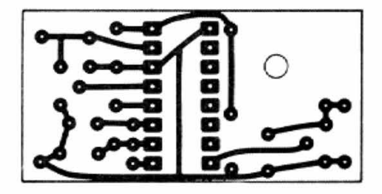


Fig. 7. – Circuit imprimé (gravure classique).

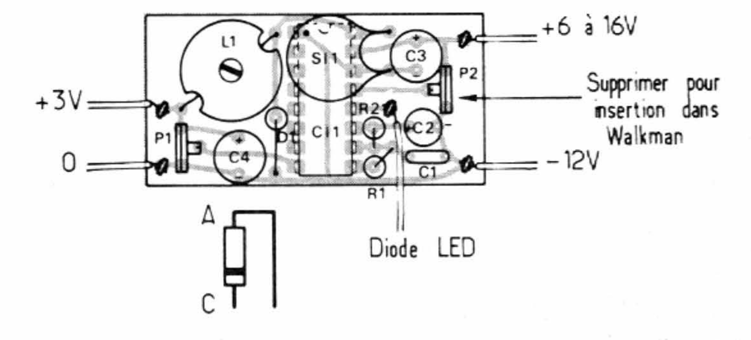
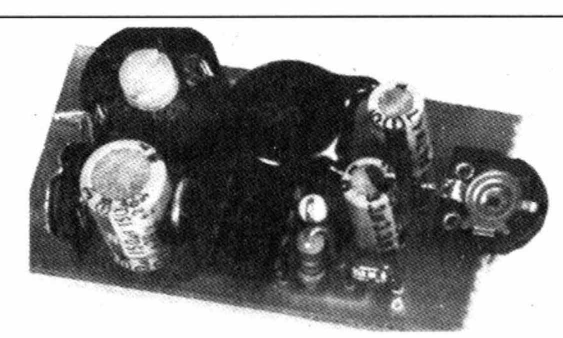


Fig. 8. – Disposition des composants.

pot, sans boîtier de protection, les deux moitiés seront maintenues en place par une vis en nylon, relativement souple. Cette vis sera fixée grâce à un taraudage pratiqué dans le circuit imprimé.

Une fois le montage terminé, on placera le potentiomètre P_1 approximativement à mi-course, ce qui donnera pratiquement la tension de sortie de 3 V. Cette tension sera affinée ultérieurement.



Le montage du S 10 V se fait au-dessus du circuit intégré.

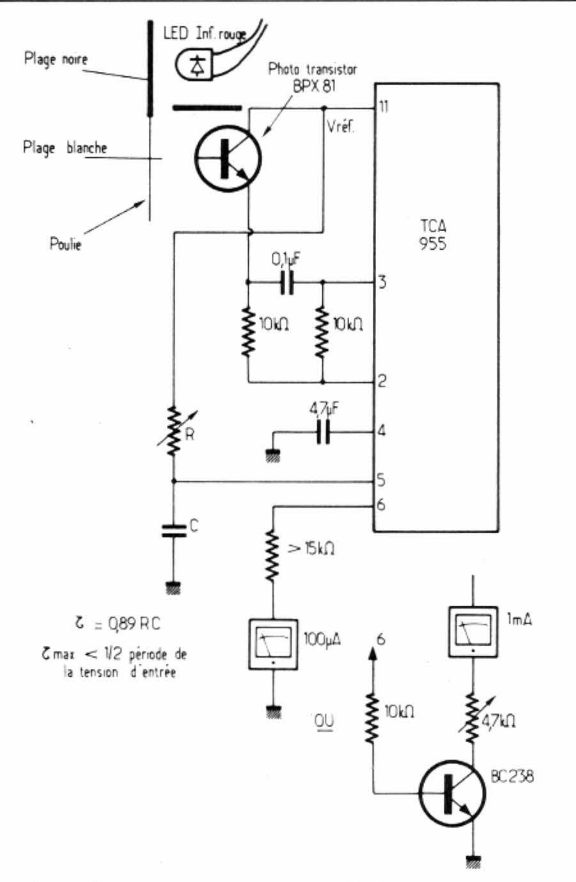


Fig. 9. – Système de compte-tours avec TCA 955. L'alimentation 3 V reste inchangée.

Sans le potentiomètre P_2, la consommation du montage est d'environ 6 à 7 mA, lorsque le montage est alimenté en 12 V et que la sortie est à vide. Sortie à vide, avec une tension d'alimentation de 12 V, on règlera la tension de sortie pour avoir 3,1 V.

On peut maintenant mettre la sortie de l'alimentation sur le Walkman, soit sur la prise réservée à cet effet, soit dans le compartiment à piles.

La tension, Walkman en marche, devra être de 3 V pour une alimentation de 12 V.

L'intégration de l'alimentation dans le Walkman demande certaines précautions d'isolement dans le magnétophone (carton). On pourra, aussi, mettre un fusible de 500 mA en série dans la ligne 12 V.

Nous avons par ailleurs effectué quelques mesures pour juger de l'effet de la régulation. Il ne faut pas trop demander de performances à un tel montage, le Walkman est assez tolérant et une tension de 2 V lui suffit presque.

Le tableau 1 donne les valeurs des tensions ainsi que la consommation du montage relevée sans l'intervention de la diode LED. On voit ici que le montage fonctionne correctement de 6 V à 10 V, 16 V étant la tension maximale indiquée par le fabricant du circuit intégré. A 4 V à l'entrée, le magnétophone tourne toujours, mais délivre un signal inférieur à celui normalement entendu dans le casque.

La variation de la tension de sortie entre 6 V et 16 V est de 0,2 V ce qui est très acceptable.

On voit également ici l'évolution de la consommation du magnétophone avec la tension d'alimentation. Ici, le rapport cyclique relevé sur la sortie du circuit intégré évolue, il est faible pour une alimentation de 16 V et plus important pour 6 V, ce qui est normal.

La tension à vide, pour une alimentation de 12 V est de 3,09 V. En charge, cette tension passe à 3,00 V.

L'ondulation de la tension de sortie est de 6 mV en charge et de 0,7 mV à vide, en augmentant la valeur du condensateur de filtrage, on peut réduire cette ondulation, au détriment de l'encombrement.

Utilisation de tout le circuit intégré

Ce que nous vous proposons ici, c'est d'utiliser le reste du circuit intégré pour une autre tâche. Nous avons vu que le circuit était un régulateur de vitesse. Il comporte un convertisseur fréquence/tension que l'on pourra utiliser... comme compte tour. Vous pourrez donc réaliser, avec ce circuit intégré un combiné compte-tour/ alimentation pour walkman, une étrange association.

En fait, nous vous proposons ici uniquement un schéma fourni par le fabricant du circuit intégré. Ce montage demande l'introduction, à l'entrée, d'une tension à peu près symétrique, ce qui nécessite une structure particulière du capteur. On pourra, par exemple, prendre un capteur optique placé devant une poulie, ce qui permettra de monter le compte-tours sur un moteur diesel.

La constante de temps du monostable est déterminée par les éléments branchés sur la borne 5. Le condensateur branché sur la borne 4 évite certains parasites qui pourraient déclencher le monosta-

TABLEAU 1

Tension d'alimentation	4 V	6 V	8 V	10 V	12 V	14 V	16 V
Tension de sortie	2,1 V	2,8 V	2,91 V	2,96 V	3,00 V	3,02 V	3,05 V
Consommation avec P_2	143 mA	118 mA	103 mA	88 mA	75 mA	71 mA	67 mA
Consommation sans P_2	135 mA	110 mA	95 mA	80 mA	66 mA	63 mA	58 mA

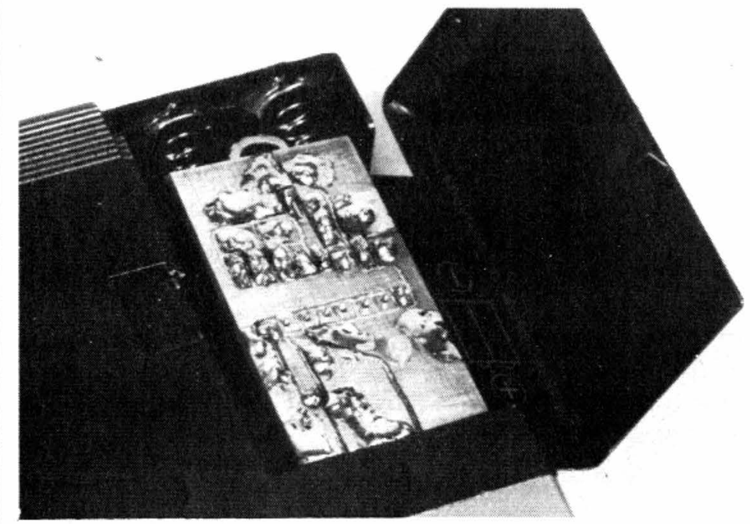
ble. Le courant de sortie est disponible sur la borne 6, comme le débit est limité, on devra mettre ici un indicateur dont la sensibilité est de 100 µA pour la pleine déviation. Au cas où l'indicateur serait moins sensible, on utilisera un transistor amplificateur.

Conclusions

L'introduction d'un compte-tour dans l'alimentation est plus anecdotique qu'autre chose. En fait, l'alimentation à découpage justifie l'emploi du circuit intégré de régulation de vitesse dont on peut aisément laisser de côté une partie des circuits, ce qui, d'ailleurs, n'apporte aucune perturbation.

Le montage présenté ici est simple et d'une grande efficacité. On appréciera ses qualités de régulation intéressantes malgré la simplicité du schéma mis en œuvre. Si on désire une meilleure régulation, plusieurs fabricants de circuits intégrés proposent des circuits spécialement conçus pour cet usage. Nous avons voulu, ici, détourner un circuit intégré de ses applications premières, le détournement est réussi !

Etienne LEMERY

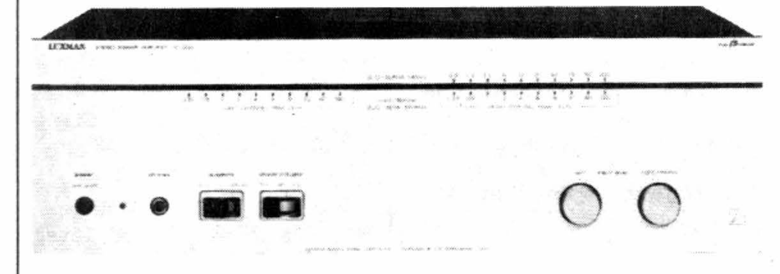


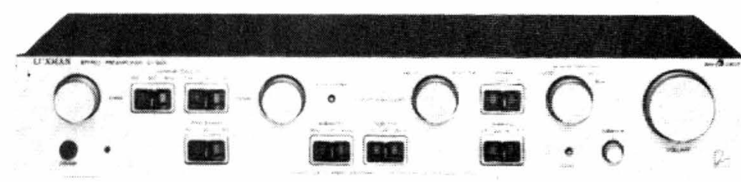
L'alimentation s'installe dans le compartiment à piles.

Liste des composants

R_1 : résistance 1/4 W 5 % 5,6 kΩ.
R_2 : résistance 1/4 W 5 % 4,7 kΩ.
Condensateurs :
C_1 : céramique 10 nF.
C_2 : chimique 10 µF 6 V.
C_3 : chimique 10 µF 16 V.
C_4 : chimique 100 µF 6 V.
P_1, P_2 : potentiomètres ajustables 10 mm 47 000 Ω.
Cl_1 : circuit intégré TCA 955 Siemens.
L_1 : inductance 1 mH environ, pot ferrite, voir texte.
D_1 diode rapide, BY 295/150 Siemens, BY 296 ITT, BYV 95 A RTC, 1N 3880 Silec.
Sl_1 : S10 V, Siemens S 10 K 14.

Sélection de chaines HIFI





CHAINE LUXMAN 120

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **LUXMAN M-120-A**
– un préamplificateur **LUXMAN C-120-A**
– une table de lecture **TECHNICS SL-DL-1**
– deux enceintes acoustiques **3A, A-390.**

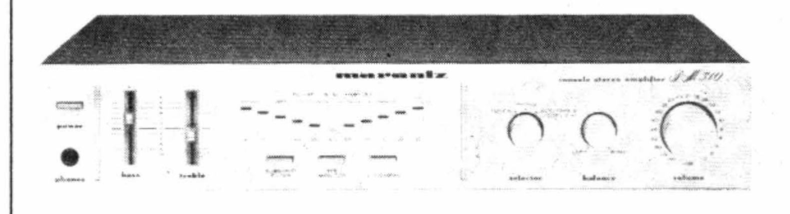
L'amplificateur LUXMAN M-120-A :
Puissance : 2 × 140 W/8 Ω.
Bande passante : 10 à 100 000 Hz.
Distorsion harmonique : 0,05 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,010 %.
Rapport signal/bruit : 110 dBA (pondéré).

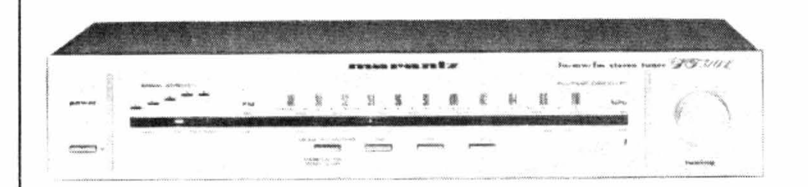
Le préamplificateur LUXMAN C-120-A :
Bande passante : 10 à 80 000 Hz (– 5 dB).
Distorsion harmonique : 0,007 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,02 %.
Rapport signal/bruit : phono : 80 dBA.

La table de lecture TECHNICS SL-DL-1 :
Platine T.D. à bras tangentiel et à entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : 0,025 %.
Ronflement : – 56 dB (DIN-A), – 78 dB (DIN-B).

L'enceinte acoustique 3 A A-300 :
Puissance : 90 W.
Impédance : 8 Ω.
Courbe de réponse : 30 à 35 000 Hz.
Distorsion harmonique : 0,6 %.
Sensibilité : 89 dB.

Sélection de chaines HIFI







CHAINE MARANTZ 310

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **MARANTZ PM-310**
– un tuner **MARANTZ ST-310-L**
– un magnétophone **MARANTZ SD 1030**
– une table de lecture **DUAL CS-505/1**
– deux enceintes acoustiques **DYNAMIC SPEAKER DS-35.**

L'amplificateur MARANTZ PM-310 :
Puissance : 2 × 25 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,3 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,3 %.
Réponse en fréquence phono : 20 à 20 000 Hz (± 1 dB).
Rapport signal/bruit : 74 dB.

Le tuner MARANTZ ST-310-L :
Gammes d'ondes : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : 1 μV.
Distorsion harmonique : 0,2 %.
Rapport signal/bruit : 66 dB (stéréo - pondéré).

Le magnétophone MARANTZ SD-1030 :
Bandes acceptées : types I - II - IV.
Rapport signal/bruit : 66 dB (avec Dolby).
Pleurage et scintillement : 0,13 % (DIN).
Réponse en fréquence : 30 à 17 500 Hz (bande type IV).

La table de lecture DUAL CS-505-1 :
Platine T.D. semi-automatique à entraînement par courroie.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : 0,05 % (WRMS).
Ronronnement : 69 dB (pondéré).

L'enceinte acoustique DYNAMIC SPEAKER DS-35 :
Enceinte à deux voies.
Puissance : 40 W.
Réponse en fréquence : 40 à 18 000 Hz.
Impédance : 8 Ω.

CHAINE MARANTZ 500

Cette chaîne comprend :
– un **amplificateur MARANTZ SM-500**
– un **préamplificateur MARANTZ SL-500**
– un tuner **MARANTZ ST-520 L**
– un magnétophone **MARANTZ SD-5010**
– une table de lecture **MARANTZ TT-4000**
– deux enceintes acoustiques **3A - ACADEMIC 90**

L'amplificateur MARANTZ SM-500 :
Puissance : 2 × 60 W/8 Ω.
Distorsion harmonique : 0,03 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,03 %.
Réponse en fréquences : 5 à 50 000 Hz.
Rapport signal/bruit : 120 dB.

Le préamplificateur MARANTZ SC-500 :
Réponse en fréquences phono : 20 à 20 000 Hz (10,2 dB).
Rapport signal/bruit : 84 dB (phono), 98 dB (aux.).
Sensibilité d'entrée : phono : 2,8 mV/27/47/100 kΩ.

Le tuner MARANTZ ST-520 L :
Gammes d'ondes : PO - GO - FM.
Sensibilité : 1 μV (mono).
Rapport signal/bruit : 73 dB (mono pondéré).
Distorsion harmonique : 0,2 % (mono).
Séparation stéréo : 43 dB.
Le magnétophone MARANTZ SD-5010 :
Bandes acceptées : types I, II, III, IV.
Rapport signal/bruit : 66 dB (avec Dolby).
Pleurage et scintillement : 0,08 % (pondéré DIN).
Réponse en fréquences : 25 à 18 000 Hz (bande type IV).

L'enceinte acoustique 3A ACADEMIC 90 :
Puissance : 70 W.
Impédance : 4 Ω.
Bande passante : 60 à 20 000 Hz.
Sensibilité : 95 dB/1 W/1 m.

CHAINE AKAI 33

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **AKAI AMU-33**
– un tuner **AKAI ATK-22-L**
– un magnétophone **AKAI CS-F11**
– une table de lecture **AKAI AP-D33-C**
– deux enceintes acoustiques **3A A-340.**

L'amplificateur AKAI AMU-33 :
Puissance : 2 × 48 W/8 Ω.
Bande passante : 5 à 70 000 Hz.
Distorsion: 0,05 %.
Rapport signal/bruit : phono : 75 dB - aux. : 95 dB.

Le tuner AKAI ATK-22-L :
Gammes d'ondes : PO - GO - FM.

Le magnétophone AKAI CS-F-11 :
Bandes acceptées : types I, II, IV.
Bande passante : 30 à 19 000 Hz (type IV).
Distorsion : 0,7 %.
Fluctuations : 0,04 % (WRMS).
Ronronnement : 70 dB (avec Dolby à 5 000 Hz).

La table de lecture AKAI AP-D 33-C :
Platine T.D. semi-automatique à entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Fluctuations : 0,05 %.
Rumble : 70 dB.

L'enceinte acoustique 3 A A-340 :
Enceinte à 3 voies.
Puissance : 50 W.
Impédance : 8 Ω.
Courbe de réponse : 35 à 25 000 Hz.
Distorsion harmonique : 0,8 %.
Sensibilité : 91 dB.

LA PAGE DES RADIOS LOCALES

DANS notre précédent article, nous avons examiné les causes des bruits de fond et ronflements souvent observés à l'écoute de nombreuses radios locales.

Maintenant, nous allons aborder les instabilités en fréquence, dérive ou glissement de la fréquence moyenne porteuse, défaut dû à un pilotage défectueux.

LE PILOTAGE

Tout émetteur peut être décomposé en deux parties essentielles, l'une chargée de produire des oscillations VHF aussi **stables** et **pures** que possible, l'autre chargée de les amplifier.

Nous avons donc tout d'abord un pilote dont dépend la fréquence de l'onde porteuse de l'émission ; naturellement sa conception peut être simple ou complexe, mais il comporte toujours plusieurs étages : oscillateur, multiplicateur de fréquence, tampon, driver...

Ensuite, nous avons l'étage ou les étages amplificateurs de puissance (PA) qui amènent l'émission à la puissance désirée. Lorsqu'il s'agit d'une puissance de sortie de l'ordre de 20 à 50 W, tous les étages cités précédemment, y compris l'amplificateur de puissance de sortie, sont généralement montés dans un même coffret. Pour des puissances supérieures, on fait le plus souvent appel à un amplificateur auxiliaire séparé faisant suite, amplificateur parfois appelé à tort « linéaire » ; en effet, ici nous modulons en FM, et pour des raisons de rendement élevé, nous pouvons amplifier en classe C... qui n'est pas une amplification linéaire !

Mais revenons à notre pilote dont le rôle essentiel est de déterminer la fréquence porteuse de l'émission et dont le cœur est un oscillateur.

Les montages d'oscillateurs sont très nombreux ; le plus simple et le plus économique est évidemment l'auto-oscillateur LC accordé... (et accordable) qui présente l'avantage de pouvoir changer de fréquence par une simple retouche au réglage du circuit oscillant LC. Hélas, cet avantage se transforme vite en inconvénient, car des modifications de fréquence se produisent également involontairement par modifications de charge, par variations de température, ou par mauvaise stabilisation de la tension d'alimentation. Et pourtant, il nous a été donné de voir des radios locales dont le pilote était un simple auto-oscillateur ! Dans ce cas, les dérives sont inévitables ; tantôt la fréquence augmente, tantôt elle diminue... Alors, de temps à autre, à l'aide d'un tournevis, on retouche le noyau de la bobine oscillatrice pour ramener l'émission sur la fréquence choisie, sur la fréquence où elle devrait être (ou à peu près) en contrôlant l'opération sur un petit récepteur FM voisin servant de... « fréquencemètre » ! Faut-il rappeler que nous sommes tout de même en 1982 et que de tels montages bricolés devraient aboutir daredare à la poubelle !

Bien sûr, la plupart des tuners FM modernes sont munis d'une C.A.F. (commande automatique de fréquence) afin de faciliter leur réglage, puisque ainsi on obtient automatiquement un accord parfait sur la station reçue. Alors ici, la C.A.F. a une autre utilité : elle court après l'émetteur baladeur et le suit, à moins que l'émetteur baladeur se retrouve hors bande ou vienne se loger « contre » ou « sous » un émetteur de la T.D.F. ! Si l'on dispose d'un tuner ou d'un petit récepteur non muni de C.A.F., il ne reste plus qu'à suivre les dérives de l'émetteur en retouchant sans cesse l'accord par la manœuvre du bouton...

Il va de soi que l'utilisation d'émetteurs « pilotés » (si l'on peut dire !) de cette façon est absolument en dehors de toute réglementation. En effet, outre les difficultés des auditeurs rencontrées à l'écoute de telles stations, il faut aussi penser aux brouillages qu'elles peuvent appporter, soit à des émetteurs de la T.D.F., soit à des émetteurs d'autres stations locales.

Une solution dans le pilotage, le vrai, est le pilotage par quartz taillé pour la fréquence choisie ; ce n'est pas une solution onéreuse, mais son inconvénient est de ne pouvoir fournir qu'une **seule** fréquence fixe. Si pour une raison quelconque, par exemple démarrage d'un émetteur voisin, et que l'on estime devoir un peu glisser en fréquence pour s'en dégager, il faut remplacer le quartz par un autre taillé pour la nouvelle fréquence choisie.

Au passage, il convient de signaler que n'importe quel montage d'auto-oscillateur peut très facilement être transformé en oscillateur à quartz ; les modifications dépendent du montage d'origine, mais elles demeurent toujours simples.

Pour le pilotage des émetteurs modernes, la technique la plus répandue présentement est le synthétiseur de fréquence. Il ne s'agit pas d'une invention récente, le système étant connu depuis bien longtemps ; mais grâce aux circuits intégrés actuels, de tels montages peuvent être miniaturisés à l'extrême. Le procédé consiste à employer un oscillateur contrôlé par tension (V.C.O.) pouvant opérer (ou non) directement à la fréquence d'émission et dont la stabilité est asservie et verrouillée (P.L.L.) par comparaison avec un oscillateur de référence à quartz fonctionnant sur une fréquence très nettement inférieure et pour lequel il est

possible d'obtenir une stabilité de l'ordre de 10^{-7}.

La comparaison entre l'oscillateur et la base de temps s'effectue par division de la fréquence VHF par une chaîne de division programmable.

Examiné d'une manière plus détaillée, le principe d'un pilote synthétiseur de fréquence à asservissement de phase est indiqué sur la figure ci-dessous. Nous avons :

– un oscillateur commandé en tension VCO qui délivre un signal dont la fréquence varie en fonction de la tension αUC ;

– un comparateur de phase réalisé le plus souvent sous forme d'un étage multiplicateur (mélangeur multiplicatif) qui détermine la différence de phase entre les deux signaux qu'il reçoit : d'une part le signal d'entrée de fréquence Fe et d'autre part le signal de fréquence Fs ; lorsque la boucle est verrouillée, le comparateur de phase délivre une tension Up dont la composante continue est proportionnelle au déphasage entre le signal de fréquence Fe et le signal de fréquence Fs ;

– un filtre passe-bas extrait la composante continue Uc du signal Up ;

– un amplificateur amplifie le signal Uc d'un facteur constant α ; la tension αUc commande l'oscillateur VCO.

Lorsque la boucle est asservie, on observe un décalage de 90° entre les signaux de fréquence Fe et de fréquence Fs, c'est-à-dire qu'à chaque instant, la fréquence Fs est invitée à se rapprocher de la fréquence d'entrée Fe et à la suivre avec un « retard » de 90°.

Pour qu'il y ait verrouillage, la fréquence d'entrée Fe doit être proche de la fréquence du VCO en boucle ouverte. Le comparateur de phase compare la fréquence d'entrée Fe avec Fs qui est le quotient d'une division par **n** de la fréquence de l'oscillateur VCO. En d'autres termes, la fréquence en boucle ouverte Fo de l'oscillateur VCO est donc le produit de la fréquence d'entrée Fe par **n**.

Quel que soit le nombre **n**, le domaine de verrouillage du montage PLL est inchangé en pourcentage. De plus, la fréquence Fo possède la même stabilité dans le temps que celle de la fréquence d'entrée Fe.

Si l'on génère Fe à partir d'un quartz et que le diviseur par **n** soit programmable électroniquement pour plusieurs valeurs différentes de **n**, on obtient un générateur produisant de nombreuses fréquences fixes.

Dans ce cas et d'une manière plus générale, si Fq est la fréquence du quartz, **m** la division assurée par DA et **n** la division produite par DP, on a :

$$Fo = \frac{n}{m} Fq$$

Dans la technique moderne, tous les étages indiqués sur la figure (sauf l'oscillateur à quartz de référence et le VCO) se présentent souvent sous la forme d'un unique circuit intégré (technologie MOS-LSI) ; ce qui permet finalement des réalisations relativement simples et peu encombrantes. Un tel circuit intégré contient un comparateur de phase digital et un certain nombre de diviseurs programmables ; une première chaîne de diviseurs agit sur le signal généré par l'oscillateur de référence dont la fréquence peut être comprise entre 250 kHz et 6,5 MHz ; la seconde chaîne de diviseurs agit sur la fréquence issue du VCO. Une sortie est prévue pour synchroniser un prédiviseur extérieur qui pourra alors suivre la fréquence du VCO jusqu'à plusieurs centaines de mégahertz si besoin est.

La fréquence de comparaison ainsi obtenue à l'entrée du comparateur de phase peut être choisie entre 100 Hz et 25 kHz grâce à plusieurs rapports de division programmables en fonction du quartz utilisé. Le choix du quartz et du rapport de son diviseur associé se fait en fonction du pas désiré (le pas étant l'espace entre deux fréquences générées successives).

Nous n'entrerons pas ici dans le détail de l'utilisation pratique ou le détail des possibilités, ces points variant évidemment selon le type du circuit intégré employé, selon la bande de fréquence souhaitée, selon le pas, etc... Ajoutons seulement que le ou les diviseurs (programmables) peuvent être contrôlés par des commutateurs à galettes câblés selon les fréquences à obtenir, ou par des mémoires mortes programmées à volonté, ou par des roues codeuses, ou le plus souvent par des compteurs-décompteurs commandés manuellement (chaque impulsion correspondant au saut d'un canal ou à un pas de fréquence).

L'utilisation de tels pilotes synthétiseurs, on l'a compris, permet le choix de la fréquence, permet d'en changer si besoin est, tout en offrant une **stabilité** tout à fait remarquable. C'est ainsi que des tests ont indiqué une dérive inférieure à ± 300 Hz par rapport à la fréquence centrale sur deux mois de fonctionnement.

Outre la stabilité en fréquence d'un émetteur de radiodiffusion, un second point particulièrement important à surveiller est l'absence (mesurable) d'émissions indésirables liées à la porteuse dont il convient de vérifier la pureté avec un analyseur de spectre. Ces fréquences indésirables, parasites ou harmoniques, peuvent provoquer de sérieuses perturbations dans les gammes « télévision » et « aviation » notamment ; elles doivent être au moins inférieures de 60 dB par rapport au niveau de la porteuse. Cette valeur est issue des normes C.C.I.R., et à notre avis, il est prudent de se tenir encore bien au-dessous... surtout si l'amplificateur PA de l'émetteur est d'une puissance relativement élevée. Des atténuations ou réjections de − 90 dB sont alors préférables, car le dit amplificateur « gonflera » presqu'aussi bien les ondes indésirables que l'onde porteuse utile... à moins qu'il ne dispose d'un circuit accordé de sortie à filtres passe-bas particulièrement bien élaboré.

(à suivre)

Roger A. RAFFIN

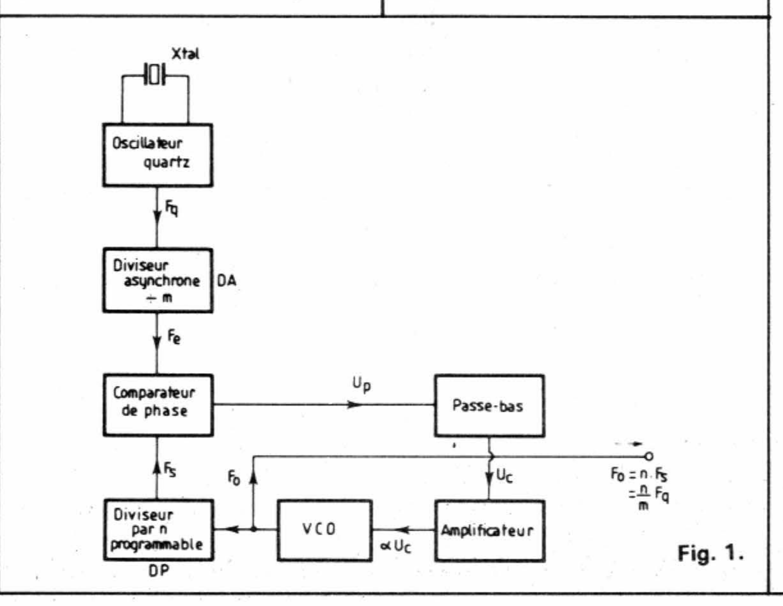


Fig. 1.

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Les renseignements téléphoniques (200.33.05), qui ne peuvent en aucun cas se transformer en débats de longue durée, fonctionneront le lundi et le mercredi de 9 heures à 12 heures et de 14 heures à 17 heures.

RR-11.10-F : M. Patrick PEYRONNET, 48 MENDE, désire connaître les caractéristiques, brochages et schémas d'applications des circuits intégrés TDA 2593 et TDA3520.

1° Le TDA 2593 (R.T.C.) est un circuit de synchronisation « lignes » pour les téléviseurs couleurs utilisant des étages de sortie équipés de transistors ou de thyristors.

Ce circuit comprend les fonctions suivantes :

– oscillateur de lignes (principe de commutation à deux niveaux) ;
– comparateur de phase entre les impulsions de synchronisation et la tension d'oscillation (φ 1) validé par impulsion interne (meilleure immunité aux parasites) ;
– comparateur de phase entre les impulsions de retour de lignes et la tension d'oscillation (φ 3) assurant l'élargissement de la plage de capture ;
– commutateur de caractéristiques de filtre et de porte (utilisation d'enregistreur vidéo) ;
– séparateur de synchronisation avec circuit de suppression de parasites ;
– trieur d'impulsions de synchronisation « trame » ;
– générateur d'impulsions d'effacement de retour lignes et de sélection de salves de couleur (impulsion « sandcastle ») adapté aux nouveaux circuits de décodage de la série TDA 3500 ;
– circuit de décalage de phase de l'impulsion de sortie ;
– étage de sortie à alimentation séparée permettant l'attaque directe des circuits à thyristors ;
– circuit de protection supprimant l'impulsion de sortie en cas de tension d'alimentation trop basse.

Caractéristiques essentielles :
Tension d'alimentation $(V_1 - 16) = 12$ V.
Courant d'alimentation = 30 mA.

Signaux d'entrée :

Tensions d'entrée des séparateurs de synchronisation $(V_9 - 16) = 3$ à 4 V c à c ; de bruit $(V_{10} - 16) = 3$ à 4 V c à c.

Tension de commande du commutateur de durée de l'impulsion de sortie $(V_4 - 16)$:
pour t = 7 μs (thyristor) → 9,4 V
pour t = 14 μs + t_d (transistor) → 0 à 3,5 V

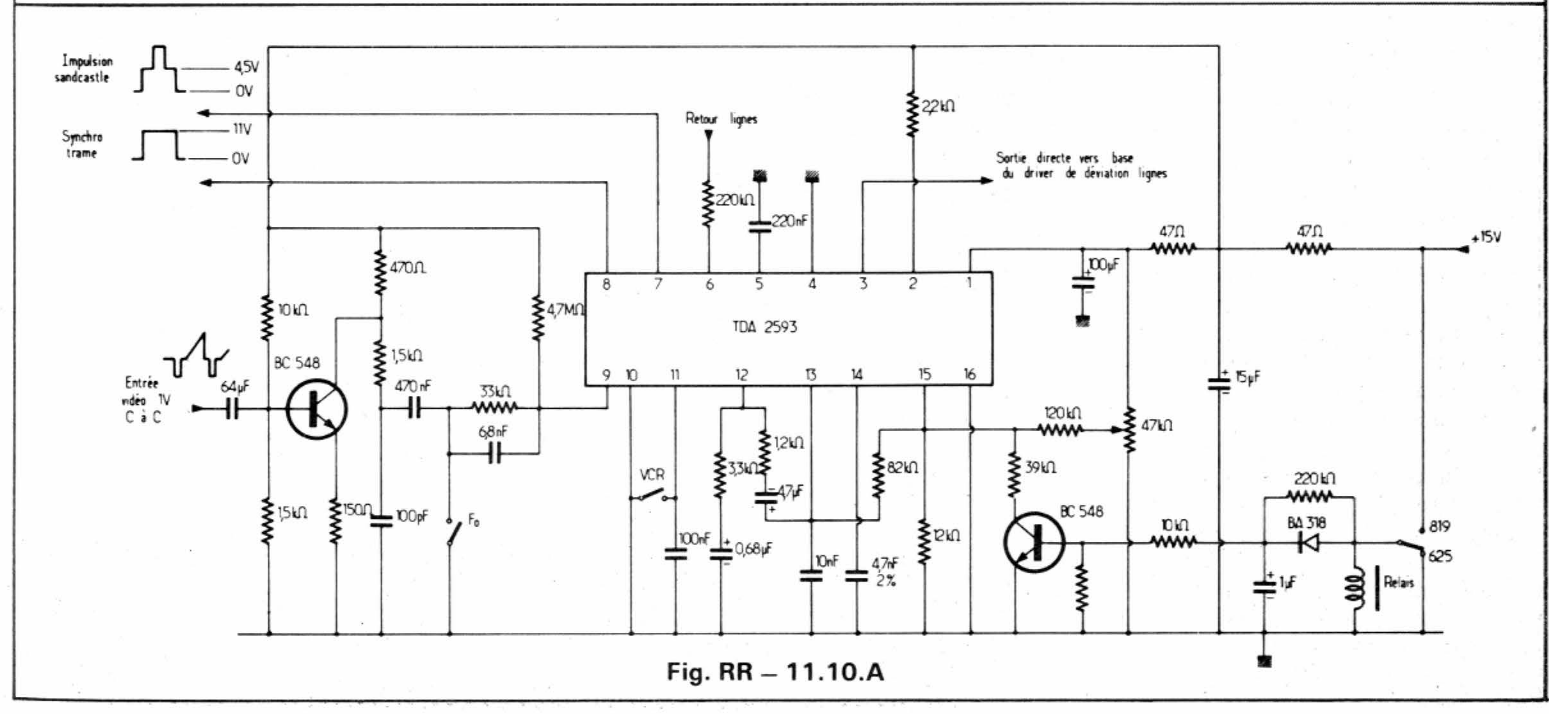


Fig. RR – 11.10.A

pour t = 0 ($V_3 - 16 = 0$) → 5,4 à 6,6 V.

Signaux de sortie :
Impulsion de synchronisation verticale ($V_8 - 16$) = 11 V c à c.
Impulsion de sélection de salve ($V_7 - 16$) = 11 V c à c.
Impulsion de commande « lignes » ($V_3 - 16$) = 10,5 V c à c.

Schéma d'application : voir figure RR-11.10-A (Boîtier plastique DIL 16 broches).

2° le TDA 3520 (R.T.C.) est un circuit intégré qui réalise toutes les fonctions nécessaires au décodage des signaux SECAM à partir du signal vidéo composite et fournit les signaux différence de couleur (R – Y) et – (B – Y) Ce circuit intégré est prévu pour être utilisé en conjugaison avec un circuit d'amplification et de contrôle vidéo TDA 3500 ou 3501. Il permet également la réalisation aisée de récepteurs SECAM/PAL par simple addition d'un circuit décodeur PAL du type TDA 3510 avec lequel il partage la ligne à retard 64 µs, toutes les fonctions de commutation de système étant alors réalisées automatiquement. L'un des principaux attraits du TDA 3520 est de ne nécessiter que le réglage du filtre-cloche, tous les autres réglages étant rendus inutiles grâce à l'utilisation de démodulateur FM du type PLL, d'un système d'identification « lignes » original et d'un amplificateur de chrominance à C.A.G.

Les principales fonctions du TDA 3520 sont les suivantes :
– amplificateur de chrominance à gain commandé ;
– amplificateur pour ligne à retard (à gain fixe) commandé par le portier (commutations noir blanc/couleur et SECAM/PAL) ;
– étages limiteurs pour voies directe et retardée ;
– permutateur ;
– système d'identification « lignes » (avec bascule et portier) ne nécessitant qu'un réseau déphaseur externe sans réglage et permettant la commutation automatique de standard en utilisation SECAM/PAL ;
– générateur interne d'impulsion de verrouillage et d'identification (1 µs) obtenue soit à partir d'une impulsion « sandcastle », soit à partir du signal vidéo et d'une impulsion de retour « lignes » grâce à un séparateur de synchronisation interne ;
– démodulateurs à PLL (B-Y) et (R-Y) sans réglage avec mémorisation des niveaux de référence (salve) dans une capacité extérieure ;
– circuit de nettoyage (ligne et trame), de désaccentuation et de ré-insertion du niveau du noir pour les signaux (R-Y) et (B-Y) ;
– étages de sortie à basse impédance commandés par le portier (commutations noir blanc/couleur et SECAM/PAL) ;
– Possibilité d'identification trames par l'adjonction d'un circuit externe simple ;
– sortie « portier » avec composante H/2 disponible pour la commutation du filtre réjecteur luminance avec correction optionnelle de ligne à ligne.

Caractéristiques essentielles
Tension d'alimentation = 12 V.
Courant d'alimentation = 90 mA.
Gamme de tension d'entrée = 10 à 200 mV c à c.
Gamme de C.A.G. = 26 dB.
Courant de sortie « portier » (SECAM non identifié) = 5 mA max.
Plage de capture des démodulateurs PLL (Δf) = 1 MHz.
Tension de sortie (R-Y) = 1,05 V.
Tension de sortie (B-Y) = 1,33 V.

Schéma d'application : voir figure RR-11.10 – B qui représente l'utilisation de ce circuit intégré dans un décodeur SECAM.

Boîtier plastique DIL 28 broches.

L'impulsion « sandcastle » peut provenir d'un TDA 2593 ou 2576. On peut aussi utiliser une impulsion de retour « lignes » ; celle-ci doit alors être « clampée » aux niveaux 0 V et 12 V.

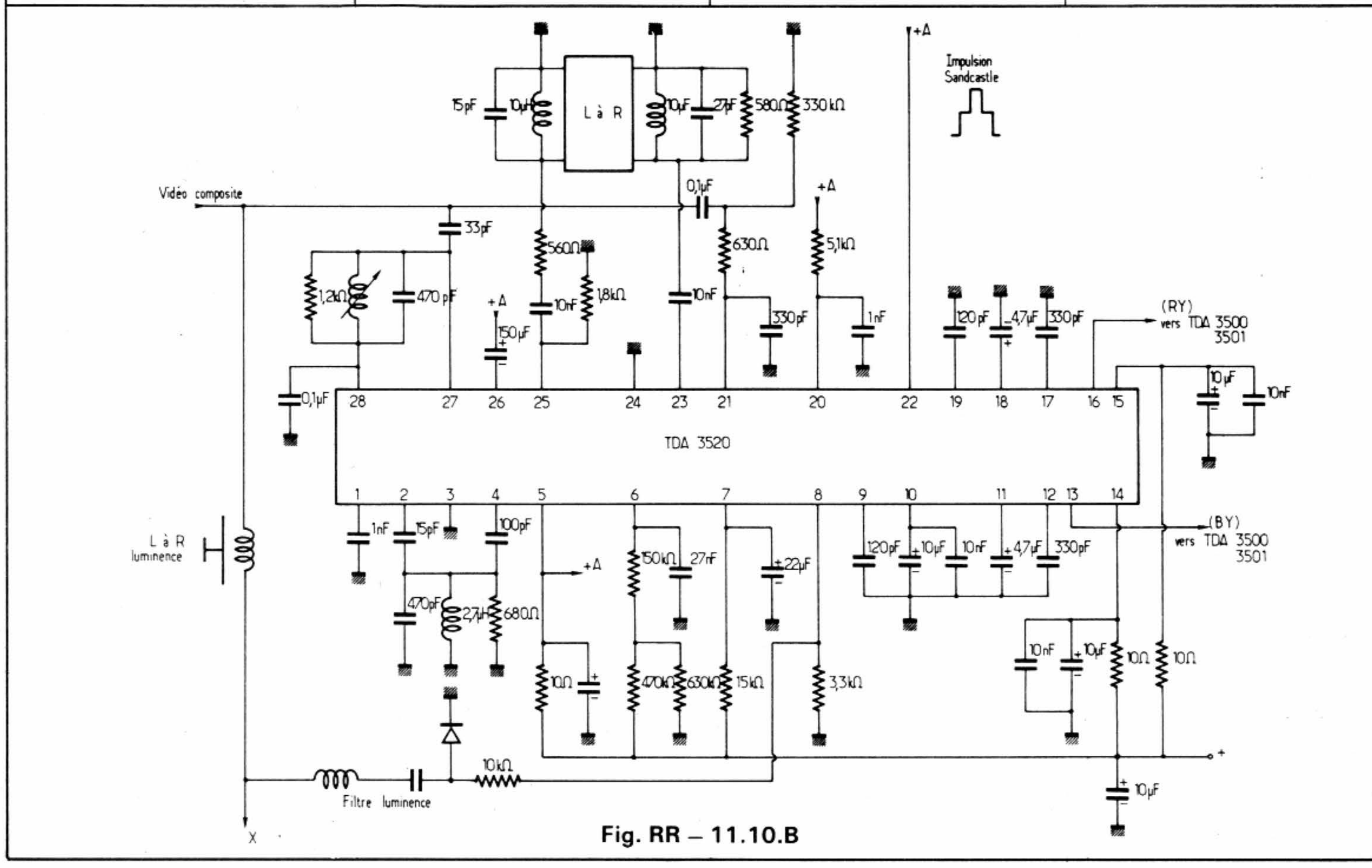


Fig. RR – 11.10.B

La connexion X provient d'un circuit d'amplification et de contrôle vidéo type TDA 3500 ou 3501.

●

RR – 12.06 : M. Jean-Luc GRIZARD, 35 St-MALO nous demande :

1° comment ajuster les convergences d'un téléviseur couleur totalement déréglé dans cette partie ;

2° des renseignements concernant la correspondance des transistors nécessaires à un montage.

1° L'exposé des procédés à mettre en œuvre pour le réglage d'une platine de convergence de téléviseur couleur est très long et sort totalement du cadre de cette rubrique. Veuillez vous reporter à l'ouvrage « Dépannage – Mise au point – Amélioration des Téléviseurs » (en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris). Il est également souvent intéressant de posséder la notice technique se rapportant au téléviseur, laquelle peut être très utile par les indications précises qu'elle fournit.

2° En règle générale, quel que soit le montage, quel que soit le livre ou la revue, lorsque des équivalences de transistors sont indiquées, il s'agit toujours de correspondances au point de vue caractéristiques **électriques.** Souvent les brochages sont également identiques, mais cela n'est pas une obligation et c'est à l'utilisateur qu'il appartient de vérifier le brochage du transistor qu'il compte employer.

Voici donc la liste des transistors équivalents pouvant être utilisés pour Q_1, Q_6 et Q_7 dans le montage de préamplificateur-compresseur décrit dans « l'Emission et la Réception d'Amateur » : MPF 102, BF 244, BF 245, BFS 72, 2N 3823, 2N 5486.

En outre, dans tout transistor, lorsqu'une patte correspond au boîtier **seul,** elle doit être reliée à la masse.

●

RR – 12.08 : M. Patrice DUTEY, 29 BREST nous demande conseil :

1° pour l'installation d'une antenne verticale ;

2° au sujet d'une antenne horizontale ;

3° concernant un projet de récepteur.

1° Voici notre point de vue concernant les radians d'une antenne verticale :

a) Si l'antenne est monté à même le sol (terre), les radians doivent être le plus possible en contact avec le sol ; on peut même les enterrer, leur rôle étant d'améliorer au mieux la conductibilité de la terre.

b) Par contre, si l'antenne est montée loin de la terre, par exemple sur un toit ou une terrasse, il peut être, en effet, intéressant d'isoler les radians. Il faut en faire l'essai en observant simultanément ce qui se passe concernant le T.O.S.

2° Au sujet de votre antenne horizontale, nous estimons que vous devriez utiliser des isolateurs de meilleure qualité (verre, porcelaine ou stéatite). En fait, la bakélite pourrait être à la rigueur valable à l'intérieur (appartement, local quelconque, grenier) ; mais à l'extérieur, aux intempéries, elle est hygrométrique et devient donc un bien mauvais isolant.

3° Votre projet de récepteur **unique** (AM/FM/SSB) sans trou de 0 à 500 MHz est tout à fait irréalisable du moins pratiquement... ou alors, ce serait un « monstre » ! Vous devez savoir que la technique de réception est totalement différente sur ondes longues et moyennes par rapport aux ondes courtes (par exemple), encore différente sur VHF, et encore différente sur UHF (ne serait-ce que par les valeurs FI, par exemple). Par ailleurs, ces techniques sont inconciliables, tout au moins si l'on veut construire un récepteur valable et fonctionnant correctement.

Dans un autre ordre d'idée, avez-vous pensé aussi aux multiples antennes qui seront nécessaires dès que vous allez entrer dans le domaine des VHF et UHF ?

●

RR – 12.09 : M. Mohamed NAHDI ABDELAZ à ALGER :

1° envisage d'essayer de capter les émissions en couleurs de la Télévision Française ;

2° nous demande quelques renseignements au sujet des magnétoscopes.

1° Tout d'abord, nous devons vous préciser que les émissions françaises de télévision en couleur ne se font que sur UHF, c'est-à-dire bandes IV et V. Pour tenter de recevoir ces émissions en Algérie, il faudrait vous munir d'un téléviseur multistandard très sensible et installer une antenne à grand gain, à préamplificateur incorporé, et dimensionnée pour les canaux à recevoir.

De toute façon, les réceptions de télévision à très longue distance ne sont souvent que sporadiques. Il est impossible de garantir les résultats à l'avance, sans essais préliminaires. Les conditions de réception sont toujours très aléatoires et dépendent de la situation topographique du lieu, de la hauteur de l'antenne, etc.

2° L'expression « vitesse relative » dont vous nous entretenez correspond au déplacement **conjugé** du défilement de la bande et de la rotation des têtes vidéo.

L'arrêt sur image correspond bien à l'arrêt de la bande, mais les têtes vidéo d'analyse continuent à tourner.

●

RR – 12.10 : M. Jean-Luc ACHARD, 40 DAX :

1° nous demande conseil pour la transformation d'un téléviseur au standard C.C.I.R. ;

2° désirerait installer

342, rue Garibaldi - 69007 Lyon

Bus 47, 12, 35

VENTE PIÈCES DÉTACHÉES
Hi-Fi, Vidéo, KITS et ACCESSOIRES

Parking

PRIX D'USINE. Vente cash sur
5 articles par mois en Hi-Fi et Vidéo

station technique Sony

tabey - services

tél. (7) 861.19.21 le premier service après-vente depuis 1921

3 magasins



18 rue Childebert 69002 - Part-Dieu niveau 2 - 15 rue Bugeaud 69006

différentes prises d'arrivée d'antenne TV dans son appartement, soit pour un téléviseur que l'on déplace, soit pour l'utilisation simultanée de plusieurs téléviseurs.

1° Concernant l'utilisation de votre téléviseur C.C.I.R. sur le standard français, outre l'inversion de la diode de détection vidéo, il ne faut pas oublier que le son est transmis en AM, alors que votre récepteur possède un détecteur « son » FM pour système intercarrier.

Des indications d'ordre général ont été publiées à ce sujet dans notre n° 1322 (p. 107).

Néanmoins, ce téléviseur étant certainement réalisé sur circuits imprimés, nous ne vous dissimulerons pas que de telles transformations sont extrêmement délicates à mener à bien, voire pratiquement impossibles.

2° On ne peut pas placer plusieurs prises d'antenne TV (ou FM) tout simplement en parallèle les unes à la suite des autres... comme on le fait dans le cas de simples prises de courant ! Il faut obligatoirement utiliser un **répartiteur** intermédiaire conçu en fonction du nombre de prises à installer.

●

RR – 12.11-F : M. Didier CADILLON, 77 MELUN :

1° désire connaître les caractéristiques et le brochage du tube cathodique TV type A 59-22 W ;

2° recherche vainement un circuit intégré type MFC 4010 A de MOTOROLA.

1° Le tube cathodique pour téléviseur type A 59-22 W présente les caractéristiques suivantes :

Chauffage = 6,3 V 0,3 A ; déviation magnétique double 110° ; col court ; aluminisé sans piège à ions ; Va + G3 + G5 = 20 kV ; Vg4 = 0 à 400 V ; Vg2 = 500 V ; Vk = 50 à 93 V.

Brochage : voir figure RR-12.11.

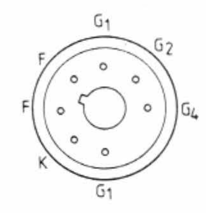


Fig. RR – 12.11

Ce tube peut être remplacé par la fabrication plus récente immatriculée A 59-23 W.

2° Si le circuit intégré MFC 4010 A n'est plus fabriqué ou si son stock est épuisé, votre fournisseur devrait pouvoir vous proposer un type similaire de remplacement dans la même marque...

En effet, le circuit intégré indiqué n'est qu'un préamplificateur BF à faible bruit et il peut certainement être remplacé par un circuit intégré du type TDA 1002 ou similaire ; néanmoins, le brochage est différent. A titre indicatif, il doit être également possible d'employer des circuits tels que : LM 370, MC 1590, CA 3048, etc.

●

RR – 12.12 : M. Roland DUPRE, 94 RUNGIS :

1° désire adjoindre une boîte de commande à distance à son téléviseur ;

2° nous demande des renseignements complémentaires au sujet d'un montage publié dans notre revue.

1° Outre le dispositif de télécommande décrit dans Radio-Plans dont vous nous entretenez, nous pouvons également vous citer le dispositif (à ultrasons) qui a fait l'objet d'une description dans le n° 1517 de notre revue, page 310.

Nous n'avons pas connaissance de l'existence dans le commerce de kits pour la télécommande des téléviseurs. La vérité est que lorsqu'un téléviseur n'a pas été prévu à l'origine pour cela, l'adaptation demeure toujours délicate, souvent difficile et complexe, pour des résultats parfois pas très heureux !

De toute façon, il est nécessaire, par ailleurs, de posséder le schéma du téléviseur afin d'examiner si l'adjonction est possible, et dans l'affirmative, de déterminer les points de connexion.

2° Sur le schéma de la figure 1, page 239, n° 1650, en ce qui concerne les pattes du circuit intégré LM 3914, ce sont les pattes 2, 8 et 9 qui sont reliées à la masse. Ce circuit intégré est une fabrication de National Semiconductor.

●

RR – 12.13 : M. Gilles POYET, 62 ARRAS nous demande :

1° des précisions complémentaires vis-à-vis de l'utilisation d'un circuit intégré d'horloge type TMS 3874 NL ;

2° des renseignements sur les satellites de télévision ;

3° comment mesurer la puissance BF sinusoïdale d'un amplificateur.

1° Un montage permettant l'utilisation des sorties « alarme » du circuit intégré TMS 3874 NL a été publié dans la description d'une horloge électronique faite dans notre n° 1570 (pages 225 et 226). Veuillez noter que le transistor T5 est du type BC 212 (et non pas 123 comme indiqué par erreur dans la liste des composants).

2° Nous pensons que vous faites allusion au satellite de télévision qui permettra la réception en direct des programmes de la T.D.F. Pour le moment, le lancement de ce satellite n'est prévu que pour fin 1984.

Présentement, les caractéristiques de fonctionnement de ce satellite ne sont pas encore définitivement arrêtées. Il émettra dans la bande des 12 GHz et il est question qu'il ne retransmette que deux chaînes françaises (TF 1 et A 2).

Il faudra obligatoirement utiliser une antenne spéciale parabolique qui comportera en son foyer un premier changement de fréquence (car il n'est pas question de véhiculer du 12 GHz dans un câble coaxial courant). Ensuite, un second changement de fréquence est opéré en appartement afin de permettre l'utilisation des récepteurs couleurs SECAM actuels (voir l'ouvrage « Dépannage – Mise au Point – Amélioration des Téléviseurs » ; en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

3° Pour mesurer la puissance BF sinusoïdale d'un amplificateur, on procède de la façon suivante :

L'entrée de l'amplificateur est attaquée par un générateur BF réglé sur 1 000 Hz. Le haut-parleur est remplacé par une résistance bobinée d'une très forte puissance de dissipation et d'une valeur égale à l'impédance Z du ou des haut-parleurs (dans votre cas : 8 Ω). A l'aide d'un voltmètre électronique muni de sa sonde pour « alternatif », on mesure la tension E aux bornes de cette résistance Z. Il suffit alors simplement d'appliquer la formule classique :

$$P = \frac{E^2}{Z}$$

C'est-à-dire $E^2/8$ dans votre cas.

●

Rectificatifs concernant le n° 1677

Antenne W 3 HH, page 85 : « Non, l'antenne n'est pas à installer contre un mur ! Les deux pylônes sont bien « plantés » à partir du sol. En d'autres termes, il faut faire faire 1/4 de tour du cliché de la figure 1.

Courrier technique

Page 188, 1re colonne. Dans la formule, le radical a « sauté » à l'imprimerie. Il faut lire :

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L \times 10^{-6}}}$$

PETITES ANNONCES

TARIF DES P.A.

Nous prions nos annonceurs de bien vouloir noter que le **montant** des petites annonces doit être obligatoirement joint **au texte envoyé (date limite : le 15 du mois précédant la parution),** le tout devant être adressé à la Sté Auxiliaire de Publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. 200.33.05.

C.C.P. Paris 3793-60

Offre d'emploi la ligne TTC	**18 F**
Demande d'emploi la ligne TTC	**8 F**
Achat de matériel la ligne TTC	**18 F**
Vente de matériel la ligne TTC	**18 F**
Fonds de commerce la ligne TTC	**22 F**
Divers la ligne	**22 F**
Domiciliation au journal TTC	**22 F**
Forfait encadrement TTC	**40 F**

La ligne de 31 lettres signes ou espaces

Le montant des petites annonces doit être obligatoirement joint au texte le 15 du mois précédant la parution.

(Annonces commerciales demander notre tarif).

Offres d'emploi 18 F

Société M° Carrefour-Pleyel

recherche

TECHNICIENS VIDÉO

TECHNICIENS AUDIO

CABLEURS ÉLECTRONIQUES

Expérience indispensable.
Restaurant d'entreprise - 13e mois

Envoyer C.V. photo et prétentions sous réf. 2925 à PIERRE LICHAU S.A., BP 220 - 75063 PARIS Cédex O2, qui transmettra.

Recherchons pour centre de TOURS (Indre-et-Loire) 1 technicien RADIO, TV très qualifié, expérience exigée. Ecrire avec CV et prétentions au journal n° 478.

Petite société banl. PARIS cherche 1 AT3 à ATP, BTS ou DUT en électronique industrielle souhaité. Si capable seconder patron préférence sera donnée à candidat ayant travaillé dans petite société. Ecrire au journal n° 476.

Cherche technicien électronique jeux vidéo, flipper, qualifié. Salaire 5 500 F. Tout automatique Le Napoléon-Toga, 20200 BASTIA. Tél. 32.11.47 de 8 à 9 h.

Sté recherche TECHNICIENS confirmés électronique, TV, audio et vidéo. Réf. et exp. exigées. Déplacements Etrang. possibles, permis de conduire 28 ans mini. Tél. 545.67.95 (HB).

SHARP FRANCE

recherche

TECHNICIENS CONFIRMÉS

RADIO-HI-FI

Pour service après-vente
LIBRES RAPIDEMENT

Adresser C.V., prétentions
CHEF DU PERSONNEL
Z.I. de VILLEMILAN
Avenue Ampère - 91320 WISSOUS

Rech. Technicien TV, Radio-HIFI, haute qualific. possibilité logemt. Réf. exigées. Adres. C.V., Ets PORRINI, place Briard, 89500 Villeneuve-sur-Yonne.

Distributeur matériel HIFI recherche multicartes toutes régions introduits magasin Hifi, disque. Ecrire au journal n° 480.

STÉRÉO MUSIC Paris-9e cherche VENDEURS Hifi, Vidéo qualifiés. Tél. 770.03.22.

Demandes d'emploi 8 F

J.H. titulaire Bac F3, suivant actuellement cours par correspondance de technicien Sono, très intéressé par la Sono, Hi-Fi, Light-shows et Discothèque, cherche emploi Paris, Banlieue, Calvados. Tél. (31) 64.08.82.

Technicien électronique possédant diplôme AFPA, bonnes connaissances Microprocesseur 6800 (Hard et Soft) accept. ttes sortes travaux électronique à domicile, câblage CI, études, projets, rédaction, sauf mesures ou mises au point. PHILIPPE Romain, 1, ruelle de l'Eglise, 30220 Aigues Mortes. Tél. (66) 51.05.11 ap. 19 h ou écrire.

Technicien ayant CAP d'élect. brevet FPA radio/TV, permis BL. Actuellement stage microprocesseur (Motorola 6800). Cherche emploi. JUPIN, 11/1, rue Péguy, 59139 WATTIGNIES. Tél. (20) 95.28.73.

J.H. 28 ans BTS Electronique 5 ans d'expérience maintenance matériel de mesure haute technologie + stages micro-processeurs + Anglais cherche emploi région BRETAGNE – VENDEE. Ecrire au journal n° 464.

Dépanneur TV, Radio, Hifi 22 ans, 2 ans d'expérience. Cherche place sur l'Ouest. Ecrire au journal n° 474.

Tech. 23 ans, exp. SAV et dép. Hifi, exp. Sono, cherche emploi stable banlieue Nord ou Paris. Tél. 986.26.16 après 19 h.

Fonds de commerce 22 F

Vds fonds Radio, Télé, Ménager avec murs 50 m², commercial 99 m² habitable + salle de bains dans petite ville de Saône-et-Loire. Prix 290 000 F. Ecrire au journal n° 473.

Au pays du soleil et des cigales, ville importante sud AVIGNON vends commerce (fonds et murs) TV, HIFI, MÉNAGER. Immeuble récent magasin 100 m², 2 appartements, atelier, garage, remise, jardin. Tenu 36 ans, cédé cause retraite, affaire ancienne bien implantée, peut être très largement développée, idéale pour association 2 ménages. Ecrire au journal n° 477.

Raison santé, dépt. 58 vends fonds TV, HIFI, MÉNAGER. Chiff. affaires 115 unités à développer, libre ou non de personnel, stock récent, appart. confort, conv. couple dynamique, mari technicien TVC. Ecrire au journal n° 475.

Cause retraite vends chef-lieu canton Landes affaire tenue 36 ans Radio, TV, Ménager, Hifi, Vidéo, Froid. A discuter fonds stock, possibilité achat ou location. Murs, magasin neuf 200 m² grandes marques. Logement à aménager. Ecrire au journal n° 481.

Sté vte détail HIFI, TV, VIDÉO. Ville Centre Ouest (CA 1981 : 10 M). Etudierait proposition gérance ou cession partie ou totalité. Activité avec partenaire 30-40 ans exp. indisp. Ecrire avec CV au journal n° 479.

Achats de matériel 18 F

Achète moteur électrique jouet à aimant apparent fonctionnant avec pile 4,5 V, marque TRIX excellent état. LHERMITE, 72, rue des Perrons, 78130 LES MUREAUX.

Recherche occ. couleur MAGNÉTOSCOPE portable avec caméra. Tél. (25) 95.44.97.

Achète réducteur de bruit SAE 5000 ou 5000A. Bernard FRANKE, 10, bd de la Cabane, 13012 MARSEILLE. Tél. (91) 93.83.43 entre 20 et 21 h.



Ventes de matériel 18 F

VENTE A LYON
MARS-AVRIL 1982

d'un très important matériel électronique provenant des excédents des armées française et US. Vente à l'unité ou par lots, prix représentant une fraction du coût initial. Exemple : Microampèremètre à cadre mobile : 10 F. La vente a lieu chaque lundi et chaque samedi de 14 h à 18 h aux Ets Albert HERENSTEIN, 91 & 92, quai Pierre-Scize (angle rue Saint-Paul). Lyon 5e.

A vendre mini K7 enregistreur SCHNEIDER + micro. Etat neuf. Tél. 805.26.30 de 19 h 30 à 21 h.

Vds téléimprimeur SAGEM électronique perfo + lecteur incorporés fonct. 220 V, excellent état de fonct. + prés. 1 200 F. Docum. sur dem. HOFFMANN, 11, rue E. Chatrian, 57400 SARREBOURG.

VENDS MATÉRIEL EXCELLENT ÉTAT

– Plt. K7 AKAI ..... 790 F
– Plt. K7 CONT. EDISON à microprocesseur .... 1 990 F
– Plt. disk DUAL ... 490 F
– Plt. disk SONY PSX 35 .... 700 F
– Ampli TECHNICS 2 × 50 W .... 990 F
– Tuner SANYO PO-GO-FM .... 700 F
– Equaliseur REDSON 2 × 10 Fré. .... 800 F
– Table mixage POWER 704 B .... 2 500 F
– 2 enceintes ALPHERATZ LN 80 W, la paire ... 1 990 F
– 2 enceintes CERWIN WEGA 150 W, peu servies, la paire .... 6 000 F

Examine toutes propositons. URGENT. Tél. (4) 472.27.11. Valeur de l'ensemble neuf : 25 000 F.